



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## OPTIMALIZÁCIA NÁVRHU SPÍNANÉHO REGULOVATEĽNÉHO DC-DC KONVERTORA

OPTIMIZATION OF SWITCHING REGULATED DC-DC CONVERTER DESIGN

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Daniel Appel

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Edita Hejátková

BRNO 2016

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**  
Ústav mikroelektroniky

**Student:** Bc. Daniel Appel **ID:** 134450 **Ročník:** 2 **Akademický rok:** 2015/16

## NÁZEV TÉMATU:

### Optimalizácia návrhu spínaného regulovateľného DC-DC konvertora

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Realizujte transformátor a DPS prototypu DC-DC konvertora typu full bridge so vstupným napätím 400V a výstupným nastaviteľným napätím 1 až 12V pri prúde 50A. DPS prototypu konvertora osadíte, oživíte a zmerajte jeho parametre. Na základe vykonaných meraní a rozboru zapojenia navrhnete ďalšie možnosti optimalizácie dosky plošných spojov a obvodového zapojenia konvertora DC-DC, a to z pohľadu zlepšenia parametrov konvertora a obmedzenia rušenia okolitých obvodov.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 8.2.2016

**Termín odevzdání:** 26.5.2016

**Vedoucí práce:** Ing. Edita Hejátková

**Konzultant diplomové práce:** Ing. Michal Sitta, Meatest, spol. s.r.o.

**doc. Ing. Lukáš Fucík, Ph.D., předseda oborové rady**

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Cieľom tejto práce je preskúmanie a navrhnutie možností optimalizácie prototypu spínaného DC-DC konvertora, najmä pre zvýšenie jeho účinnosti, zníženia výkonových strát na spínacích prvkoch, zníženie miery vyžarovaného rušenia, a pokiaľ možno zachovania nákladov na výrobu modulu konvertora, teda inak povedané o čo najväčšie priblíženie reálnemu použitiu v prístrojoch firmy Meatest. Práca sa na začiatku zameriava na oboznámenie sa so základnými topológiami spínaných konvertorov. V druhej časti sú uvedené všetky potrebné výpočty, návrhy a optimalizácie konvertora. Tretia časť práce pojednáva o metodike a automatizácii merania konvertorov v programe Simple. V štvrtej kapitole je popísané meranie a ožiovovanie prototypu konvertora.

## **KLÚČOVÉ SLOVÁ**

DC-DC konvertor, menič, topológie konvertorov, full bridge, plný most, zero voltage transition, automatizácia merania

## **ABSTRACT**

The main goal of this project was an optimization of DC-DC converter design from company Meatest with regards to its efficiency, minimalizing power loses and radiated electromagnetic inference, while maintaining its price on reasonable level. The first part of this paper is introduction to the most common converter topologies. In the second part, design and optimization of converter are discussed. The third part is about measurement automatization in Simple. Measurements of converter prototype can be found in fourth part.

## **KEYWORDS**

DC-DC converter, converter topologies, full bridge, zero voltage transition, measurement automatization



Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.



EVROPSKÁ UNIE  
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ  
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



APPEL, D. Optimalizácia návrhu spínaného regulovateľného DC-DC konvertora. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 100 s., 27s. příloh. Vedoucí diplomové práce Ing. Edita Hejátková.

## PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému Optimalizácia návrhu spínaného regulovateľného DC-DC konvertora som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv a osobnostných a/lebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúceho zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. Díl 4 Trestného zákonníku č. 40/2009 Sb.

V Brne dňa 26.5.2016

.....

(podpis autora)

## POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcej diplomovej práce Ing. Edite Hejátkovej a konzultantovi z firmy Meatest spol. s r.o. Ing. Michalovi Sittovi za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce.

V Brne dňa 26.5.2016

.....

(podpis autora)

# OBSAH

1	DC-DC Konvertory.....	14
1.1	Spínané zdroje.....	14
1.2	Faktory výberu topológie .....	14
1.3	Topológie galvanicky neizolovaných konvertorov .....	15
1.3.1	Konvertor typu buck .....	15
1.3.2	Konvertor typu boost .....	17
1.3.3	Konvertor typu buck-boost .....	18
1.4	Topológie galvanicky izolovaných konvertorov .....	19
1.4.1	Konvertor typu Flyback .....	19
1.4.2	Konvertor typu push-pull.....	22
1.4.3	Konvertor typu half bridge .....	23
1.4.4	Konvertor typu full bridge .....	25
1.4.1	Konvertor typu full bridge so spínaním ZVS .....	27
2	Prototyp konvertora .....	30
2.1	Popis zapojenia a DPS .....	30
2.1.1	Budenie tranzistorov : bloky Primary, Drive .....	30
2.1.2	Snímanie výstupného prúdu : blok Current sense .....	30
2.1.3	Spôsob vedenia spätnej väzby .....	30
2.1.4	Priebeh napätí a prúdov na konvertore riadeným obvodom UCC28950 .....	31
2.2	Parametre konvertora .....	31
2.3	Návrh transformátora a cievok na primárnej a sekundárnej strane transformátora.....	32
2.3.1	Overenie návrhu transformátora .....	37
2.3.2	Realizácia transformátora .....	38
2.3.3	Výber cievky na výstupe konvertora .....	42
2.4	Optimalizácia parametrov konvertora výberom tranzistorov .....	44
2.4.1	Výpočet stratového výkonu tranzistorov na primárnej strane .....	44
2.4.2	Výpočet stratového výkonu tranzistorov na sekundárnej strane .....	46
2.4.3	Výpočet teplôt a chladenia tranzistorov.....	49
2.5	Optimalizácia kondenzátorov na vstupe konvertora .....	53
2.5.1	Návrh vybíjania kondenzátorov na výstupe.....	55
2.6	Optimalizácia kondenzátorov na výstupe .....	56
2.7	Optimalizácia DPS .....	60

2.7.1	Hlavná DPS: Primárna strana transformátora.....	61
2.7.2	Hlavná DPS: Sekundárna strana transformátora .....	61
2.7.3	Hlavná DPS: Zoznam ďalších zmien.....	61
2.7.1	Riadiaca DPS .....	63
2.7.2	Výroba DPS .....	65
2.8	Doplnkové tienenie konvertora .....	66
2.9	Zhrnutie výsledkov optimalizácie súčiastok .....	67
3	Metodika a automatizácia merania .....	70
3.1	Meranie účinnosti.....	71
3.2	Meranie napätí na konvertore.....	73
3.2.1	Meranie napäťových priebehov .....	73
3.2.2	Meranie závislosti výstupného napätia od vstupného.....	73
3.2.3	Meranie veľkosti zvlnenia výstupného napätia .....	73
4	Meranie parametrov konvertora.....	75
4.1	Meranie parametrov transformátora.....	75
4.1.1	Presné meranie odporu vinutí .....	75
4.1.2	Meranie indukčností a kapacít na RLC moste .....	76
4.1.3	Meranie izolačného odporu a unikajúceho .....	79
4.2	Meranie parametrov konvertora .....	81
4.2.1	Oživovanie pôvodného prototypu konvertora .....	83
4.2.2	Meranie účinnosti pôvodného prototypu konvertora.....	85
4.2.3	Meranie závislost' výstupného napätia na referenčnom napätí pôvodného konvertora .....	86
4.2.4	Meranie závislost' výstupného napätia na vstupnom napätí a výstupnom prúde pôvodného konvertora .....	87
4.2.5	Meranie závislosti zvlnenia výstupného napätia na výstupnom prúde pôvodného konvertora .....	88
4.2.6	Oživovanie a meranie nového prototypu konvertora.....	91
	Záver .....	92
	Zoznam príloh.....	i
A	Podklady Konvertora : Riadiaca jednotka .....	ii
A.1	Schéma .....	ii
A.2	Predlohy DPS .....	ii
A.3	Zoznam súčiastok .....	iii
B	Podklady Konvertora : Hlavná DPS .....	iv
B.1	Predlohy DPS .....	vi



B.2	Osadzovacie plány/potlač DPS.....	vii
B.3	Vrstva stop – výluka nepájivej masky .....	viii
B.4	Zoznam súčiastok .....	ix
C	Protokoly Simple pre Automatizáciu merania .....	xiv
C.1	Otváracie a zatváracie makro prístrojov Chroma 61501 a 6310A .....	xiv
C.2	Meranie účinnosti – zoznam použitých príkazov .....	xv
C.3	Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom .....	xvi
C.4	Meranie závislosti výstupného napätia na referenčnom napätí riadiaceho obvodu .....	xvii
C.5	Popis okna programu Simple.....	xviii
D	Konvertor typu Full bridge ZVS – Fázy operácie .....	xix
E	Návrh Doplnkového tienenia .....	xxii
F	Fotografie konvertora .....	xxiii
G	Fotografie z Termokamery .....	xxv
H	Kompletné tabuľky s výpočtami parametrov tranzistorov .....	xxv

# ZOZNAM OBRÁZKOV

Obr. 1.1 : Bloková schéma príkladu spínaného zdroja pre väčšie výkony.....	14
Obr. 1.2 : Orientačný výber topológie na základe veľkosti vstupného napätia a požadovaného výstupného výkonu.....	14
Obr. 1.3 : Konvertor typu buck. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase [3].....	15
Obr. 1.4 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu buck [6]. ....	16
Obr. 1.5 : Konvertor typu boost. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase. [3].....	17
Obr. 1.6 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu boost [6]. ....	17
Obr. 1.7 : Konvertor typu buck-boost. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase [3].....	18
Obr. 1.8 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu buck-boost [6]. ....	19
Obr. 1.9 : Hysteréza slučka magnetického materiálu [6]. ....	19
Obr. 1.10 : Konvertor typu flyback s jedným spínačom[3].....	20
Obr. 1.11 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu flyback [6]. ....	20
Obr. 1.12 : Priebehy na konvertore typu flyback, nespojitý mód [3]. ....	21
Obr. 1.13 : Priebehy na konvertore typu flyback, spojitý mód [3]. ....	21
Obr. 1.14 : Konvertor typu push pull [4].....	22
Obr. 1.15 : Priebehy prúdov a napätí na konvertore typu push pull [4] .....	22
Obr. 1.16 : Konvertor typu half bridge.....	23
Obr. 1.17 : Priebehy napätí a prúdov na konvertore typu half bridge [4] .....	24
Obr. 1.18 : Konvertor typu half bridge. Stav spínačov a zmena výstupného prúdu.....	24
Obr. 1.19 : Schéma zapojenia konvertora typu full bridge. ....	25
Obr. 1.20 : Priebehy napätia v konvertoch typu full bridge (naľavo) a full bridge ZVS (napravo). ....	26
Obr. 1.21 : Straty pri zapínaní a vypínaní tranzistora mosfet.....	27
Obr. 1.22 : ZVS fáza 1 .....	28
Obr. 1.23 : ZVS fáza 2 .....	28
Obr. 1.24 : ZVS fáza 5 .....	29
Obr. 1.25 : ZVS fáza 7 .....	29
Obr. 2.1 : Priebehy napätí a prúdov na konvertore riadeným obvodom UCC28950 [14].....	31
Obr. 2.2 : Rôzne typy indukčností a kapacít v reálnom transformátore v konvertore typu plného mostu so spínaním ZVS.....	32
Obr. 2.3 : Priebehy prúdov na konvertore typu full bridge ZVS s riadiacim obvodom UCC28950 [15]. ....	34
Obr. 2.4 : Návrh transformátora v programe PowerEsim .....	37
Obr. 2.5 : Konfigurácia vinutí transformátora.....	41
Obr. 2.6 : Ručná výroba transformátora.....	41
Obr. 2.7 : Hotový transformátor .....	42
Obr. 2.8 : Závislosť indukčnosti (modrý priebeh, ľavá os y), stratového výkonu vedením (červený priebeh, pravá os y) na počte závitov cievky $L_{OUT}$ navinutom na jadre TX40/15-S7 A168-MC. Utajené. ....	43
Obr. 2.9 : Cena vybraných tranzistorov pre Q1-Q4. Utajené. ....	46
Obr. 2.10 : Tranzistory mosfet firmy ST typu MDmesh 350-700V [34] .....	46
Obr. 2.11 : Graf závislosti napätia $U_{GS}$ na kapacite $Q_G$ .....	47
Obr. 2.12 : Cena vybraných tranzistorov pre Q5A-Q6B.....	49
Obr. 2.13 : Model chladiacej sústavy tranzistorov s tepelnými odpormi. ....	49
Obr. 2.14 : Graf závislosti teploty tranzistora pri maximálnom výstupnom výkone konvertora na	

tepelnom odpore chladiča pre tranzistory na primárnej strane Q1-Q4. Utajené.....	51
Obr. 2.15 : Parametre vybraných chladičov .....	52
Obr. 2.16 : Graf závislosti teploty tranzistora pri maximálnom výstup výkone konvertora na tepelnom odpore chladiča pre tranzistory na sekundárnej strane Q5A-Q6B. Utajené. ....	52
Obr. 2.17 : Závislosť ESR vstupného kondenzátora na frekvencií. Naľavo pôvodný $C_{in}$ č.1, napravo nový vybraný $C_{in}$ č.6.....	54
Obr. 2.18 : Závislosť maximálneho prípustného prúdového zvlnenia na cene za 1 $\mu$ F. Utajené.	55
Obr. 2.19 : Simulácia systému vybíjania kondenzátorov .....	56
Obr. 2.20 : Vľavo: Graf závislosti celkového ERS kombinácie kondenzátorov na ich celkovej cene. Vpravo: Graf potrebnej celkovej plochy na dosiahnutie celkovej kapacity cca 11 mF. Utajené.....	58
Obr. 2.21 : Graf závislosti priemernej hodnoty životnosti kondenzátorov na ich celkovej cene	59
Obr. 2.22 : Závislosť ESR výstupného kondenzátora na frekvencií. Naľavo pôvodný $C_{out}$ č.1, napravo nový vybraný $C_{out}$ č.2.....	59
Obr. 2.23 : Pôvodný návrh DPS. Utajené.....	60
Obr. 2.24 : Optimalizovaný návrh DPS. Utajené.....	60
Obr. 2.25 : Úpravy dcérskej DPS (SMPS_DCDC_CTRL) : Napravo nová optimalizovaná verzia. Utajené.....	63
Obr. 2.26 : Rozdelenie zemí pri riadiacom obvode UCC28950 [15].....	64
Obr. 2.27 : Reálne rozdelenie zemí pomocou vrstiev t/b restrict (dolná stredná časť púzdra – dolný okraj DPS) v programe Eagle. Detail prídavného tienenia Laird BMI-S-203 [62].	64
Obr. 2.28 : Hotová, neosadená hlavná DPS konvertora po optimalizácii (strana súčiastok). Utajené. ....	65
Obr. 2.29 : Realizácia doplnkového tienenia .....	66
Obr. 2.30 : Porovnanie stratového výkonu vznikajúceho na pôvodných a optimalizovaných súčiastkach.....	67
Obr. 2.31 : Porovnanie ceny pôvodných a optimalizovaných súčiastok.....	68
Obr. 2.32 : Zdroje stratového výkonu a ich podiely na celkovom stratovom výkone vznikajúcom na konvertore pre pôvodný a optimalizovaný návrh. ....	69
Obr. 3.1 : Príklad tvorenia príkazov pre diaľkové ovládanie prístrojov v programe Simple .....	70
Obr. 3.2 : Vývojové diagramy meraní. Vľavo meranie účinnosti. Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom (v strede), na referenčnom (vpravo). ....	71
Obr. 3.3 : Bloková schéma zapojenia pre meranie .....	72
Obr. 3.4 : Automatizované meranie účinnosti v programe Simple .....	72
Obr. 3.5 : Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom a referenčnom napätí. ....	73
Obr. 3.6 : Naľavo :Metóda „tip and barrel“. Napravo porovnanie merania s technikou tip and barrel (3) a metódou s použitím koaxiálneho káblu [64].....	74
Obr. 3.7 : Bloková schéma zapojenia pre meranie zvlnenia výstupného napätia. ....	74
Obr. 4.1 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie odporu vinutí transformátora .....	75
Obr. 4.2 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie sériovej a rozptylovej indukčnosti primárneho vinutia transformátora. ....	76
Obr. 4.3 : Namerané frekvenčné charakteristiky indukčnosti pre primárne vinutie : Sériová indukčnosť (3) naľavo, rozptylová indukčnosť (4) napravo. Utajené. ....	76
Obr. 4.4 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie kapacít medzi vinutiami transformátora.....	77
Obr. 4.5 : Namerané frekvenčné charakteristiky kapacity medzi vinutiami. Naľavo kapacita medzi primárnym a sekundárnym vinutím (6), napravo medzi sekundárnym vinutím a tienením (7). Utajené. ....	77
Obr. 4.6 : Naľavo frekvenčná závislosť sériovej indukčnosti sekundárneho vinutia (8), napravo ukážka spôsobu merania parametrov na prístroji Wayne Kerr 6440B. Utajené. ....	77
Obr. 4.7 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie sériovej indukčnosti sekundárneho vinutia transformátora.....	78

Obr. 4.8 : Detail spôsobu merania parametrov transformátora .....	79
Obr. 4.9 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie izolačného odporu/unikajúceho prúdu medzi vinutiami transformátora .....	79
Obr. 4.10 : Meranie unikajúceho prúdu $I_{LEAK}$ transformátora. ....	80
Obr. 4.11 : Meranie izolačného odporu $R_{iso}$ transformátora. ....	80
Obr. 4.12 : Bloková schéma konvertora a merania jeho parametrov .....	81
Obr. 4.13 : Ožiovovanie konvertora s jedným osciloskopom a jednoduchou záťažou. Utajené..	82
Obr. 4.14 : Meranie parametrov konvertora s kompletnou prístrojovou výbavou. Utajené.....	82
Obr. 4.15 : Prípravok s potenciometrom pre reguláciu $U_{REF}$ , dcérska DPS riadiaceho obvodu. Utajené.....	82
Obr. 4.16 : Detail rozloženia teploty na transformátore. ....	84
Obr. 4.17 : Detail rozloženia teploty na tranzistoroch primárnej (naľavo) a sekundárnej strane (napravo) transformátora. ....	84
Obr. 4.18 : Závislosť účinnosti na výstupnom prúde pri rôznych vstupných napätiach. Utajené. ....	85
Obr. 4.19 : Napät'ové priebehy v režime burst na výstupov budičov tranzistorov plného mostu (kanál 1,2)) a na elektródach gate tranzistorov synchronného usmerňovača (kanál 3,4). ....	85
Obr. 4.20 : Závislosť výstupného napätia na referenčnom. Regulácia veľkosti napätia na výstupe. Utajené.....	86
Obr. 4.21 : Napät'ové priebehy na výstupov budičov tranzistorov plného mostu (kanál 1,2)) a na elektródach gate tranzistorov synchronného usmerňovača (kanál 3,4). ....	86
Obr. 4.22 : Závislosť výstupného napätia na vstupnom napätí (oranžový priebeh a popis osy y), a výstupnom prúde konvertora (modrý priebeh a popis osy y) .Utajené.....	87
Obr. 4.23 : Závislosť zvlnenia výstupného napätia na výstupnom prúde a vstupnom napätí. Utajené.....	88
Obr. 4.24 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri nízkom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora. ....	88
Obr. 4.25 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri vyššom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora. ....	89
Obr. 4.26 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri vyššom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora. ....	89
Obr. 4.27 : Meranie zvlnenia výstupného napätia – očko pre sondu.....	90
Obr. 4.28 Meranie zvlnenia výstupného napätia .....	90

# ZOZNAM TABULIEK

Tab. 2.1 : Parametre konvertora. Utajené.....	32
Tab. 2.2 Výpočty parametrov transformátora a cievok. Utajené.....	36
Tab. 2.3 : Parametre transformátora navrhnutého programom PowerESim. Utajené.....	38
Tab. 2.4 : Parametre ručne vinutého transformátora. Utajené.....	39
Tab. 2.5 : Usporiadanie vinutí transformátora. Utajené.....	40
Tab. 2.6 : Materiály použité na výrobu transformátora a ich vlastnosti. Utajené.....	40
Tab. 2.7 : Parametre vybranej cievky $L_{OUT}$ .....	43
Tab. 2.8 : Parametre vybraných tranzistorov I.a [23]-[32]. Utajené.....	44
Tab. 2.9 : Parametre vybraných tranzistorov I.b [23]-[32]. Utajené.....	45
Tab. 2.10 : Parametre vybraných tranzistorov II.a [35]-[44] . Utajené.....	47
Tab. 2.11 : Parametre vybraných tranzistorov II.b [35]-[44] . Utajené.....	48
Tab. 2.12 : Výpočet chladenia, tranzistory Q1-Q4. Utajené.....	50
Tab. 2.13 : Výpočet chladenia, tranzistory Q5A-Q6B. Utajené.....	51
Tab. 2.14 : Meranie ESR $C_{in}$ .....	54
Tab. 2.15 : Požadované parametre kondenzátora $C_{in}$ .....	54
Tab. 2.16 : Parametre vybraných kondenzátorov pre $C_{in}$ [52]-[55].. Utajené.....	55
Tab. 2.17 : Parametre konvertora a kondenzátorov na výstupe.....	56
Tab. 2.18 : Parametre vybraných kondenzátorov $C_{out}$ [56]-[61]. Utajené.....	58
Tab. 2.19 : Meranie ESR kondenzátora $C_{out}$ .....	59
Tab. 2.20 : Zoznam ďalších zmien DPS. Čiastočne utajené.....	61
Tab. 2.21 : Parametre DPS.....	65
Tab. 2.22 : Zhrnutie optimalizácie tranzistorov a kondenzátorov. V pravej časti rozdiel medzi cenou a stratovým výkonom pôvodných, vybraných a lacných tranzistorov. ....	67
Tab. 2.23 : Zhrnutie výkonových strát.....	68
Tab. 4.1 : Meranie odporu vinutí transformátora. Utajené.....	75
Tab. 4.2 : Výsledky meraní RLC parametrov transformátora. Utajené.....	78
Tab. 4.3 : Meranie izolačnej pevnosti a unikajúceho prúdu transformátora.....	80
Tab. 4.4 : História zmien hodnôt prvkov pri oživovaní.....	84

# ÚVOD

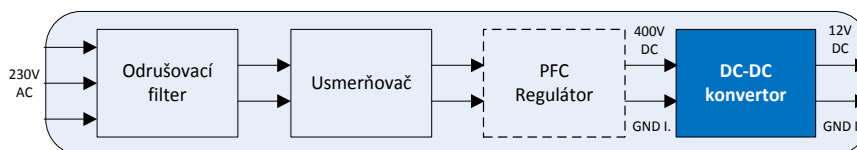
Jeden z hlavných trendov vo vývoji modernej elektroniky je zmenšovanie rozmerov zariadení. Pokiaľ je pre napájanie zariadenia použitá klasická lineárna koncepcia napájacieho zdroja, tento zdroj nezriedka tvorí veľmi veľkú časť objemu a váhy zariadenia. Taktiež lineárne zdroje majú malú účinnosť. Použitím spínaných zdrojov je možné zmenšovať veľkosť zariadení, zvyšovať ich účinnosť a znižovať ich cenu. S každodennými pokrokmi v oblasti polovodičov, magnetických materiálov a pasívnych prvkov je použitie spínaných zdrojov čoraz atraktívnejšie.

Hlavným cieľom tejto práce je preskúmanie a navrhnutie možností prototypu spínaného DC-DC konvertora, najmä pre zvýšenie jeho účinnosti, zníženia výkonových strát na spínacích prvkoch, zníženie miery vyžarovaného rušenia a pokiaľ možno zachovania nákladov na výrobu modulu konvertora, inými slovami o čo najväčšie priblíženie reálnemu použitiu v prístrojoch firmy Meatest. Konvertor je plánované po dokončení použiť spolu s modulom regulátora PFC ako spínaný zdroj. V praxi sa plánuje využitie dvoch kusov konvertora pripojených k jednej DPS obvodu regulátora PFC, pričom všetky 3 dosky budú synchronizované a riadené riadiacim mikroprocesorom prístroja, v ktorom budú použité. Práca sa zo začiatku zameriava na oboznámenie sa so základnými topológiami spínaných konvertorov, so zameraním na konvertory typu plného mostu (full bridge) so spínaním ZVS. V druhej časti sú uvedené všetky potrebné výpočty a návrhy, hlavne návrh transformátora, cievok, výber a optimalizácia tranzistorov a ich chladičov, optimalizácia kondenzátorov na vstupe a výstupe konvertora, optimalizácie DPS a návrh doplnkových foriem tienenia. Tretia časť práce pojednáva o metodike budúceho merania konvertora a taktiež sú v nej uvedené protokoly pre program Simple pre automatizované meranie rozličných veličín a závislostí. V štvrtej kapitole je popísané meranie a oživovanie prototypu konvertora. Podklady pre výrobu je možné vidieť v prílohách práce.

# 1 DC-DC KONVERTORY

## 1.1 Spínané zdroje

DC-DC konvertor (menič) je obvod, ktorý mení a to zvyšuje alebo znižuje veľkosť vstupného jednosmerného napätia. DC-DC konvertory je možné rozdeliť na lineárne a spínané, táto práca sa bude venovať tým spínaným. DC-DC konvertory sa používajú ako samostatné obvody pre zmenu napätia v rozličných systémoch, prípadne často ako súčasť spínaných napájacích zdrojov, ktorých typický príklad blokovej schémy je možné vidieť na Obr. 1.1.

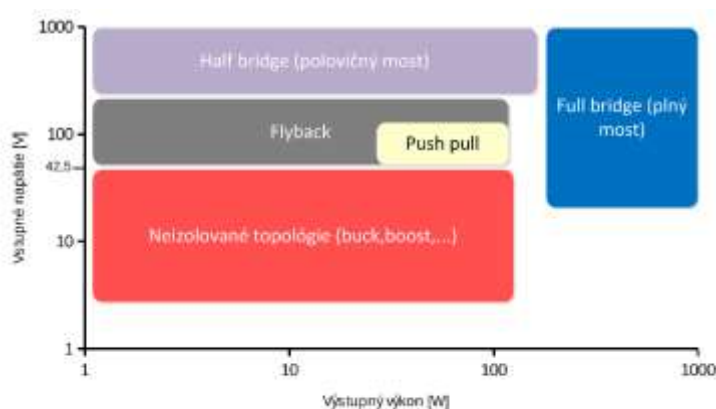


Obr. 1.1 : Bloková schéma príkladu spínaného zdroja pre väčšie výkony

Spínaný zdroj sa obvykle skladá z nasledovných častí. Na vstupe, kde je pripojené sieťové napätie sa nachádza odrušovací filter, ktorý zabráňuje prieniku rušenia, ktoré by sa zo spínaného zdroja mohlo dostávať do siete, prípadne aj zo siete do zdroja. Za filtrom sa nachádza usmerňovač ktorý usmerňuje vstupný striedavý signál na jednosmerný. Za usmerňovačom sa môže nachádzať PFC regulátor, ktorého hlavnou úlohou je zvýšenie účinníku (PF). PFC regulátor taktiež zvyčajne zvyšuje usmernené napätie na hodnotu okolo 400 V [1]. PFC regulátory sú nutnosťou hlavne pri zdrojoch s vysokým výstupným výkonom [2].

## 1.2 Faktory výberu topológie

Topológia je zoskupenie spínacích prvkov a príslušných pasívnych komponentov. Výber topológie je založený na požiadavkách konkrétneho návrhu, medzi hlavné faktory výberu patrí veľkosť vstupného napätia, veľkosť požadovaného výstupného napätia a prúdu (výkonu), možná izolácia vstupu od výstupu, počet výstupov atď. [2]. Na Obr. 1.2 je znázornený výber topológie konvertora na základe vstupného napätia a požadovaného výstupného výkonu [2][3][4].



Obr. 1.2 : Orientačný výber topológie na základe veľkosti vstupného napätia a požadovaného výstupného výkonu.

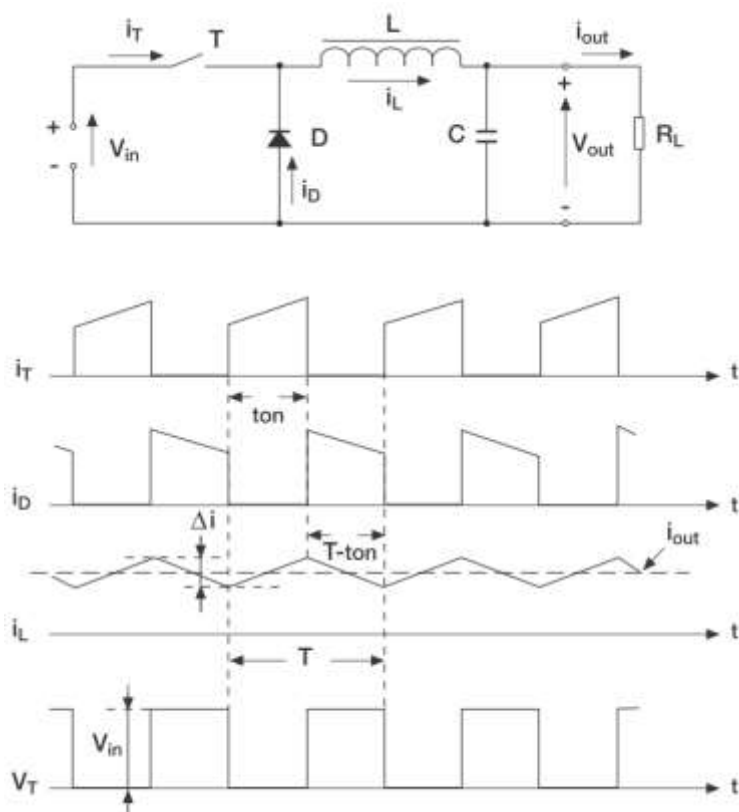
Ak je napätie na výstupe väčšie, je potrebné zvoliť topológiu zvyšujúcu napätie, napríklad typu boost, ak je nižšie tak napríklad typu buck. Pre konvertory ktorých vstupné napätie presahuje 42,5 V, musí byť z bezpečnostného hľadiska zvolená topológia, ktorej súčasťou je transformátor izolujúci vstup od výstupu [2]. Výber prvkov, najmä spínacích tranzistorov, cievok, a prípadne u niektorých topológií transformátorov musí zohľadňovať veľkosť napätia a prúd pretekajúci prvkami. Správna voľba týchto prvkov má vplyv hlavne na životnosť a spoľahlivosť konvertora. Rozhodujúca je samozrejme aj cena týchto súčiastok.

## 1.3 Topológie galvanicky neizolovaných konvertorov

V konvertoroch tohto typu je výstup a vstup galvanicky spojený. Medzi tieto konvertory patria topológie typu buck, boost a buck boost.

### 1.3.1 Konvertor typu buck

Konvertor typu buck, inak označovaný aj step down, je možné vidieť na Obr. 1.3. Ako je zrejmé z anglického označenia step down, tento konvertor môže iba znižovať vstupné napätie.



Obr. 1.3 : Konvertor typu buck. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase [3]

Spínací prvok je zapojený v sérii so vstupným napätím  $V_{IN}$ . Ďalej vstupné napätie prechádza LC filtrom typu dolná prepust'. Ako spínací prvok môže byť použitý napríklad tranzistor typu MOSFET. Spínač je spínaný s frekvenciou  $f_{SW}$  [3]:



$$f_{sw} = \frac{1}{T} \quad (1.1)$$

kde  $T$  je perióda spínania, a so striedou  $D$ , ktorá odpovedá pomeru doby trvania zapnutého stavu spínača  $t_{ON}$  k perióde spínania spínača [3] :

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \quad (1.2)$$

Výstupné napätie je teda možné vyjadriť ako [3] :

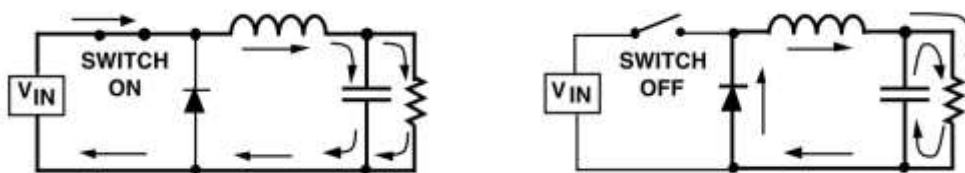
$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot D \quad (1.3)$$

kde  $U_{OUT}$  a  $U_{IN}$  sú výstupné a vstupné napätia konvertoru.

Keď je spínač v zapnutom stave, energia zo vstupu sa prenáša spolu s energiou uloženou v cievke na výstup. Prúd cievkou  $I_L$  tečie vďaka zapnutému spínaču v priamom smere a rastie, keďže napätie na cievke je úmerné rozdielu medzi napätiami  $V_{IN}$  a  $V_{OUT}$  [4]. Dióda je polarizovaná v závernom smere. Zmena energia na cievke  $\Delta E$  za čas  $\Delta t$  odpovedá rozdielu napätí  $U_{IN}$  a  $U_{OUT}$  [5]:

$$\Delta E = \Delta t \cdot I \cdot \Delta U = \Delta t \cdot I \cdot (U_{IN} - U_{OUT}) \quad (1.4)$$

Pokiaľ je spínač vo vypnutom stave, prúd cievkou stále tečie v priamom smere, keďže prúd cievkou sa nemôže meniť skokovo. Energia uskladnená v cievke tak zabezpečuje tok prúdu do záťaže. Pokles prúdu vyvolá zmenu polaritu napätia na vstupe cievky, vplyvom ktorej sa otvorí dióda a uzatvára cestu prúdu, ako je možné vidieť na Obr. 1.4. Táto dióda sa označuje aj ako dióda rekuperačná (freewheeling) [4].



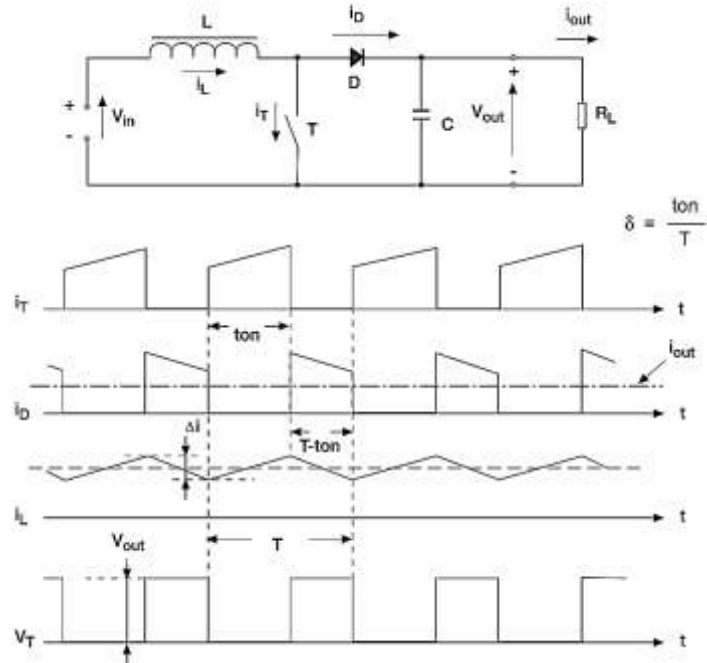
Obr. 1.4 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu buck [6].

Kondenzátor dodáva energiu do záťaže pokiaľ je spínač vypnutý. Celkový prúd dodávaný do záťaže je úmerný súčtu prúdov na cievke a kondenzátore. Prúd tečúci cievkou  $I_L$  má tvar rampy ako je možno vidieť na Obr. 1.3, ekvivalentný jednosmerný prúd  $I_{OUT}$  záťažou je úmerný strednej hodnote prúdu na cievke [6].

Veľkosť napätia špička-špička prúdu na cievke  $I_L$  sa nazýva prúdové zvlnenie na cievke, hodnota indukčnosti cievky sa volí tak aby veľkosť tohto prúdu nepresahovala približne 20-30% hodnoty jednosmerného výstupného prúdu  $I_{OUT}$  [6].

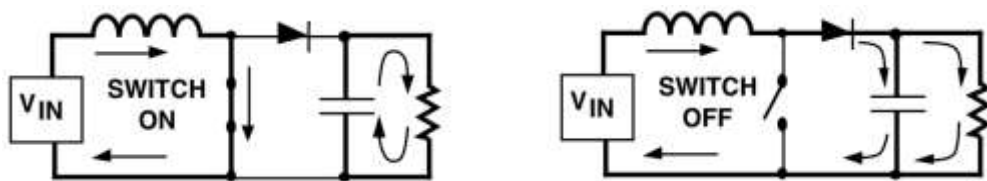
### 1.3.2 Konvertor typu boost

Konvertor typu boost, inak označovaný aj step up (zvyšujúci napätie) je možné vidieť na Obr. 1.5. Ako je zrejmé z názvu, tento konvertor môže iba zväčšovať vstupné napätie.



Obr. 1.5 : Konvertor typu boost. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase. [3]

Pokiaľ je spínač v zapnutom stave, vstupné napätie prechádza cez cievku, prúd na cievke narastá. Prúd do záťaže dodáva iba kondenzátor, ktorý sa nabíja keď je spínač vo vypnutom stave.



Obr. 1.6 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu boost [6].

Pokiaľ je spínač v stave vypnutom, prúd cievkou klesá, čo spôsobí kladnú polarizáciu napätia na strane anódy diódy, čo spôsobí otvorenie diódy, kondenzátor na výstupe sa nabíja na napätie, ktoré je vyššie ako napätie vstupné [6]. Smer toku prúdov v zapnutom a vypnutom stave je možné vidieť na Obr. 1.6. Výstupné napätie konvertora je možné vypočítať podľa vzorca [3]:

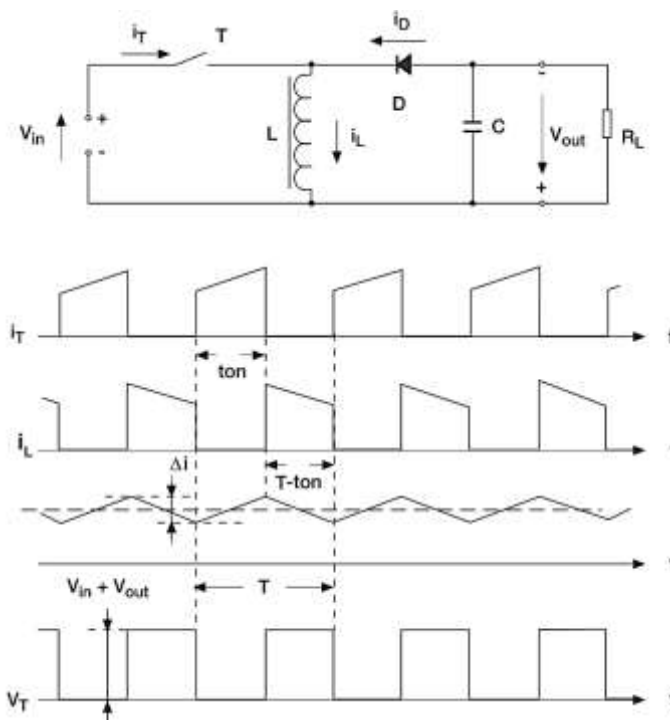
$$U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{1 - D} \quad (1.5)$$

kde  $U_{OUT}$  je výstupné,  $U_{IN}$  vstupné napätie a  $D$  strieda.

V návrhu konvertora typu boost treba zohľadniť nasledujúce skutočnosti. Výstupný prúd a prúd spínačom nemajú rovnakú hodnotu, maximálny výstupný prúd záťažou je vždy nižší ako maximálny udávaný prúd spínacieho tranzistora [4][6]. Keďže výstupné napätie konvertora typu boost je väčšie ako vstupné, musí platiť že výstupný prúd konvertora je menší ako vstupný prúd [6].

### 1.3.3 Konvertor typu buck-boost

Konvertor typu buck-boost, inak označovaný aj step up/step down, je možné vidieť na Obr. 1.7. Ako je zrejme z anglického označenia, tento konvertor môže zväčšovať alebo znižovať vstupné napätie a mení jeho polaritu.

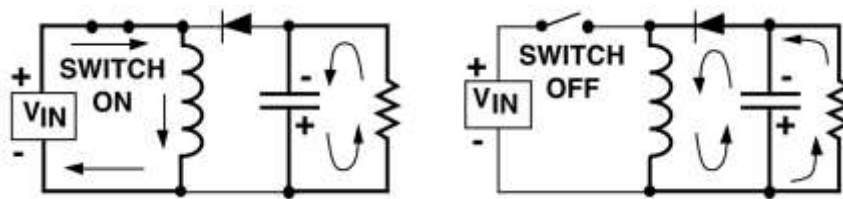


Obr. 1.7 : Konvertor typu buck-boost. Schéma a priebehy prúdov a napätí v čase [3].

Pre striedu menšej než 0,5 konvertor znižuje napätie, pre striedu väčšiu ako 0,5 zvyšuje. Výstupné napätie je možné vypočítať podľa vzorca [3]:

$$U_{OUT} = -\frac{U_{IN} \cdot D}{1 - D} \quad (1.6)$$

Keď je spínač v zapnutom stave, na cievke sa objaví vstupné napätie a prúd cievkou sa zvyšuje. Jediným zdrojom prúdu tečúcim do záťaže je energia nabitá v kondenzátore. Náboj kondenzátora, ktorý sa stratí v zapnutom stave spínača teda musí byť znova doplnený keď je spínač vypnutý [6].



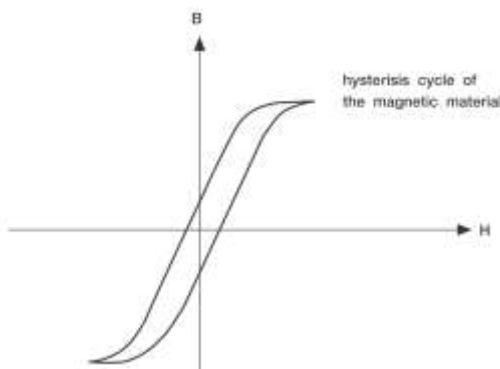
Obr. 1.8 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu buck-boost [6].

Keď je spínač vo vypnutom stave, prúd cievkou klesá a vyvoláva zmenu polarity napätia na strane katódy diódy, čo otvára diódu. Otvorením diódy je umožnené prúdu tiecť do výstupu, a zároveň nabíjať kondenzátor na výstupe, ako je možné vidieť na Obr. 1.8.

Okrem vyššie popísaného konvertora boost, ktorého výstupný prúd je spojitý, ako je možné vidieť na obrázku Obr. 1.7, existuje aj konvertor typu boost s nespojitým priebehom výstupného prúdu, ktorého výhodou je možnosť použitia cievky s menšou indukčnosťou [2].

## 1.4 Topológie galvanicky izolovaných konvertorov

V konvertoroch typu je výstup a vstup galvanicky oddelený. Medzi tieto konvertory patria topológie flyback, push pull, half bridge a full bridge. Tieto konvertory môžu byť ďalej členené na symetrické a asymetrické vzhľadom na pracovný bod ich transformátora v hysteréznej slučke. Ak pracovný bod po celú dobu operácie konvertora ostáva v jednom kvadrante, vtedy sa konvertor označuje ako asymetrický [6]. Hysteréznú slučku magnetického materiálu je možné vidieť na Obr. 1.9.



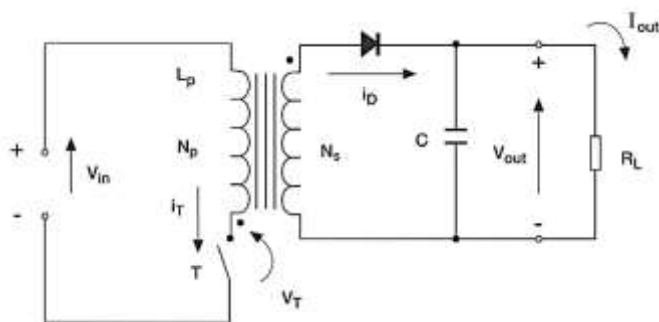
Obr. 1.9 : Hysterézná slučka magnetického materiálu [6].

### 1.4.1 Konvertor typu Flyback

Konvertor typu flyback je možné vidieť na Obr. 1.10. Výhodou tejto topológie konvertoru je možnosť vytvorenia viacerých výstupov, pričom niektoré z nich môžu mať aj opačnú polaritu napätia. Pri tejto topológií je dôležité zachovať orientáciu vinutí transformátora, ako je naznačené bodkami pri jednej strane transformátora, ktoré označujú začiatok jeho vinutia, čo je možné vidieť napríklad na Obr. 1.10.

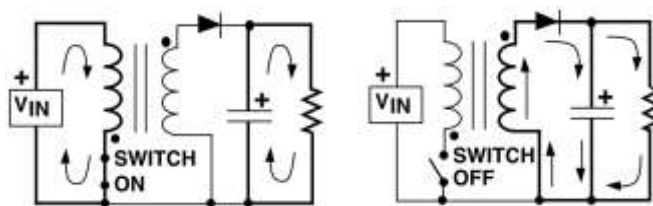
Topológia typu flyback je zvyčajne používaná pre konvertory, kde cena je primárnym faktorom, pretože na výstupe nie je filtračná cievka a konvertor je možné zostrojiť z minimálneho množstva súčiastok. Taktiež, vytvorenie viacerých výstupných napätí je možné použitím

transformátora s viacerými sekundárnymi vinutiami. Zvyčajne sa táto topológia používa v konverteroch do výkonu 150 W napríklad v obvodoch televízií a počítačových monitorov [2][3][7].



Obr. 1.10 : Konvertor typu flyback s jedným spínačom[3].

Pokiaľ je spínač v zapnutom stave, vstupné napätie je privedené na primárnu stranu transformátora a prúd primárnou stranou narastá. Napätie na primárnej strane transformátora má negatívnu polaritu na začiatku vinutia. Napätie sa objaví na sekundárnej strane transformátora s negatívnou polaritou na začiatku vinutia spôsobí zatvorenie diódy, sekundárnym vinutím nepreteká prúd. Jediným zdrojom prúdu tečúcim do záťaže je energia nabitá v kondenzátore [6].



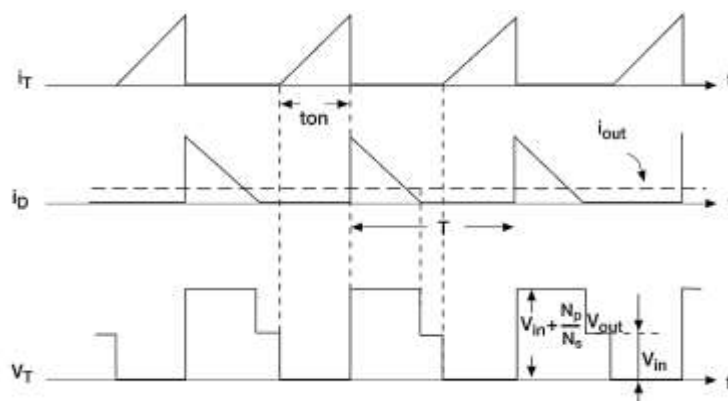
Obr. 1.11 : Smer toku prúdu v zapnutom stave (naľavo) a vypnutom stave (napravo) spínača v konvertore typu flyback [6].

Pokiaľ je spínač vypnutý, primárnou stranou netečie prúd zo vstupu. Keďže prúd cievkou sa nemôže meniť skokovo, prúd cievkou klesá a vyvolá zmenu polaritu napätia na primárnej strane transformátora na začiatku jeho vinutia [8]. Napätie na tejto strane je teda kladné. Na sekundárnej strane sa objaví napätie s kladnou polaritou na strane začiatku vinutia, ktoré otvorí diódu, čo umožňuje tok prúdu do záťaže a kondenzátora na výstupe [6]. Náboj kondenzátora stratený v čase vypnutia spínača je doplnený. Výstupné napätie je možné vypočítať podľa vzorca [3]:

$$U_{OUT} = \frac{U_{IN} \cdot D}{n \cdot (1 - D)} \quad (1.7)$$

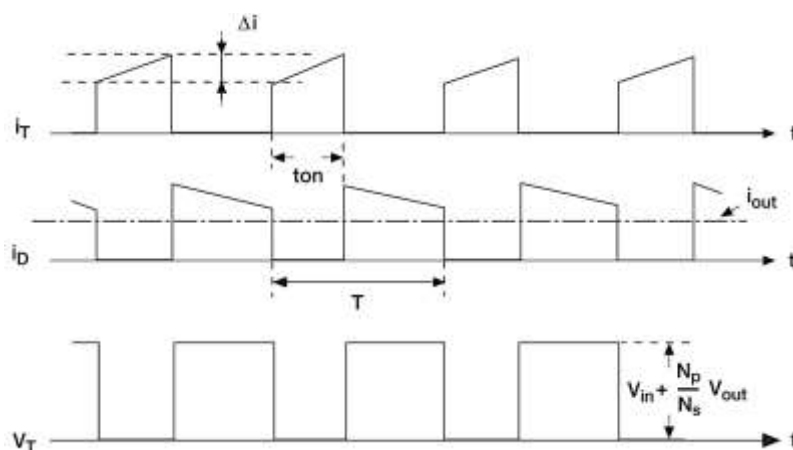
kde  $n$  je pomer vinutí medzi primárnou a sekundárnou stranou transformátora.

Podobne ako pri konvertore typu boost, pre konvertor typu flyback existujú dva módy operácie konvertora, ktorých priebehy prúdov a napätí je možné vidieť na Obr. 1.12 a Obr. 1.13, a to spojitý a nespojitý, ktoré sa odlišujú podľa toho, či je indukčnosť transformátora kompletne demagnetizovaná alebo nie [3].



Obr. 1.12 : Priebehy na konvertore typu flyback, nespojitý mód [3].

Výhody nespojitého módu sú nulové straty pri zapínaní spínača, lepšia odozva na skokové zmeny napätia na vstupe, spätnoväzbová slučka má jeden pól a teda stabilizácia je jednoduchšia. Nevýhodou sú vyššie špičkové prúdy v spínačoch a usmerňovačoch a vyššie zvlnenie na výstupe [3][8].

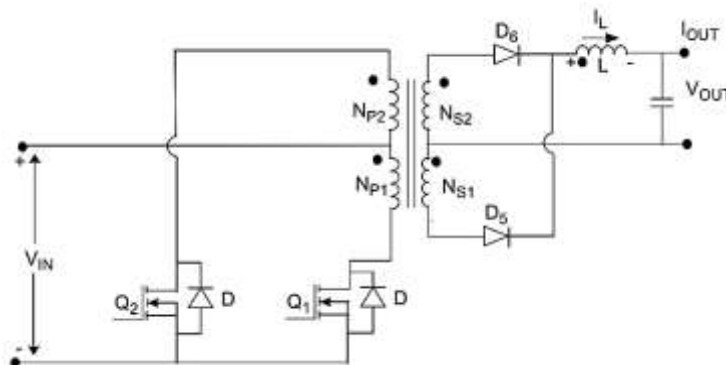


Obr. 1.13 : Priebehy na konvertore typu flyback, spojitý mód [3].

Výhody spojitého módu sú polovičné hodnoty prúdov spínačov a usmerňovačov oproti nespojitému módu a menšie zvlnenie na výstupe. Nevýhodou je, že spätno-väzobná slučku je zložitejšie stabilizovať z dôvodu dvoch pólov a vznik strát vplyvom nenulovej zotavovacej doby usmerňovača [3][8].

## 1.4.2 Konvertor typu push-pull

Konvertor typu push pull je symetrický druh konvertora (keďže obsahuje párny počet spínacích prvkov), ktorý používa na konverziu napätia dva tranzistory. Jeho schému je možné vidieť na Obr. 1.14.

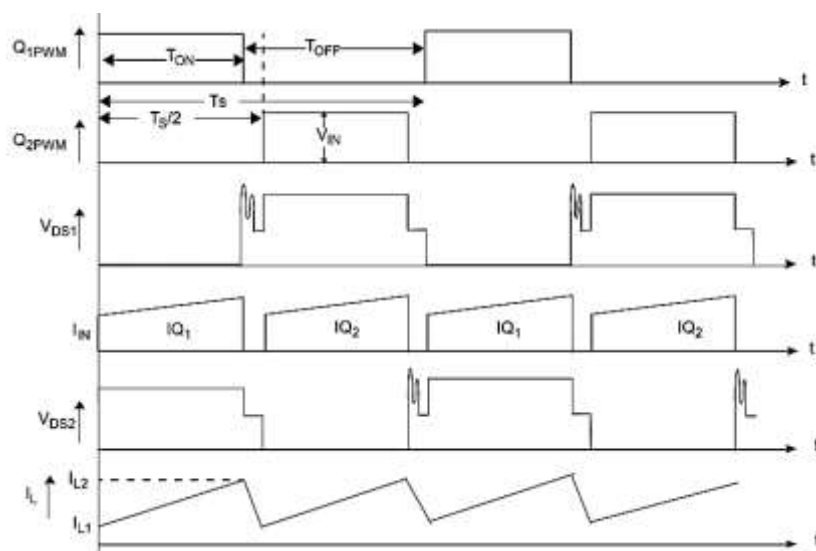


Obr. 1.14 : Konvertor typu push pull [4].

Konvertor funguje na princípe spínania tranzistorov, v zapnutom stave je ale vždy iba jeden. Prúd sekundárnym vinutím transformátora tečie vtedy, keď tečie prúd aj primárnym vinutím, vždy keď je jeden z tranzistorov v zapnutom stave. Napät'ové pulzy na sekundárnej strane majú dvojnásobnú frekvenciu vzhľadom na frekvenciu spínania. Výstupné napätie konvertora typu push pull je možné vypočítať podľa vzorca [3]:

$$U_{OUT} = \frac{2 \cdot U_{IN} \cdot D}{n} \quad (1.8)$$

kde  $n$  je pomer vinutí medzi primárnou a sekundárnou stranou transformátora.



Obr. 1.15 : Priebehy prúdov a napätí na konvertore typu push pull [4]

Priebehy prúdov a napätí je možné vidieť na Obr. 1.15. Keď je tranzistor Q2 v zapnutom

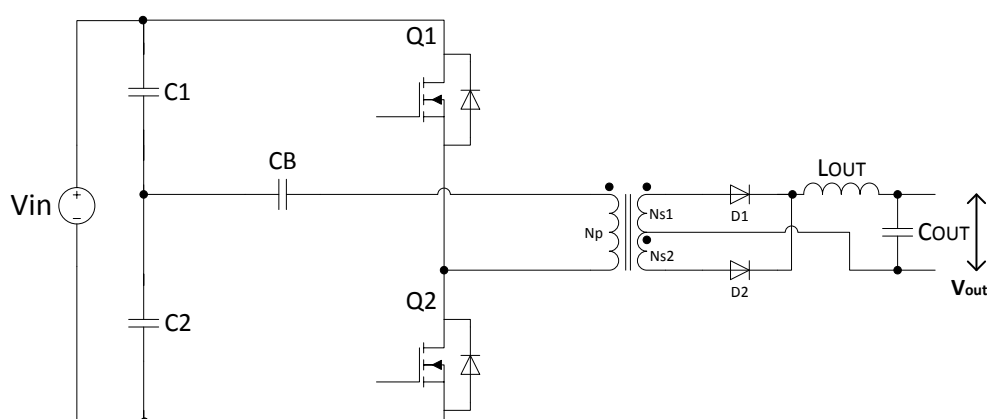
stave, vstupné napätie  $V_{IN}$  je privedené na hornú časť primárnej strany transformátora  $N_{P2}$ , s negatívnou polaritou na začiatku vinutia. Na sekundárnej strane sa objaví napätie s negatívnou polaritou na začiatku vinutí  $N_{S1}$  a  $N_{S2}$ , čo zapríčini zapnutie diódy  $D5$  na dolnej strane sekundárneho vinutia [3][4].

Keď je v zapnutom stave tranzistor  $Q1$ , vstupné napätie je privedené na dolnú stranu primárneho vinutia  $N_{P1}$  transformátora, s kladnou polaritou na začiatku vinutia. Napätie na sekundárnej strane transformátora s kladnou polaritou na začiatku vinutí  $N_{S1}$  a  $N_{S2}$  zapríčini zapnutie diódy  $D6$  na hornej strane sekundárneho vinutia [3][4].

Dôležitou charakteristikou a v niektorých prípadoch aj nevýhodou, konvertoru push pull je, že tranzistory musia byť dimenzované na dvojnásobnú hodnotu vstupného napätia [6]. Keď je jeden z tranzistorov v zapnutom stave (vstupné napätie je na jednej zo strán primárneho vinutia), napätie s rovnakou amplitúdou sa objaví aj na druhej strane primárneho vinutia. Toto napätie ale pláva na hodnote vstupného napätia, oproti zemi má teda dvojnásobnú hodnotu v porovnaní so vstupným napätím. Konvertory tejto topológie sa často používajú na konverziu napätia v systémoch napájaných batériami, a to aj pretože pridaním ďalších sekundárnych vinutí je možné generovať viacero výstupných napätí, pričom niektoré napätia môžu byť záporné (použitím sekundárneho vinutia opačnej polarity) [6]. Nevýhodou tejto topológie je nutnosť dobrého párovania tranzistorov, aby boli doby zapnutia jednotlivých spínačov rovnaké, a nedochádzalo tak k saturácii transformátorového jadra [4][6].

### 1.4.3 Konvertor typu half bridge

Zapojenie konvertora typu half bridge (polovičný most) je možné vidieť na Obr. 1.16. Tranzistory  $Q1$  a  $Q2$  tvoria jednu polovicu mostíkového zapojenia, druhá polovica je nahradená kondenzátormi  $C3$  a  $C4$ . Konvertory typu half bridge sú používané v konverteroch s výstupnými výkonmi do okolo 500 W [2][4]. Ak je pred konvertorom použitý obvod PFC regulátoru, môže byť použitý aj pre konvertory s výstupnými výkonmi do 750 W [4]. Keďže je výstup konvertora v tejto topológii izolovaný od vstupu, musia byť aj všetky budiace obvody tranzistorov vzťahované k zemi na sekundárnej strane [4]. V bode medzi kondenzátormi  $C1$  a  $C2$  je napätie o polovičnej veľkosti vstupného napätia, pri zopnutí jedného z tranzistorov sa teda na primárnej strane transformátora objaví napätie o polovičnej veľkosti vstupného napätia [4][9].

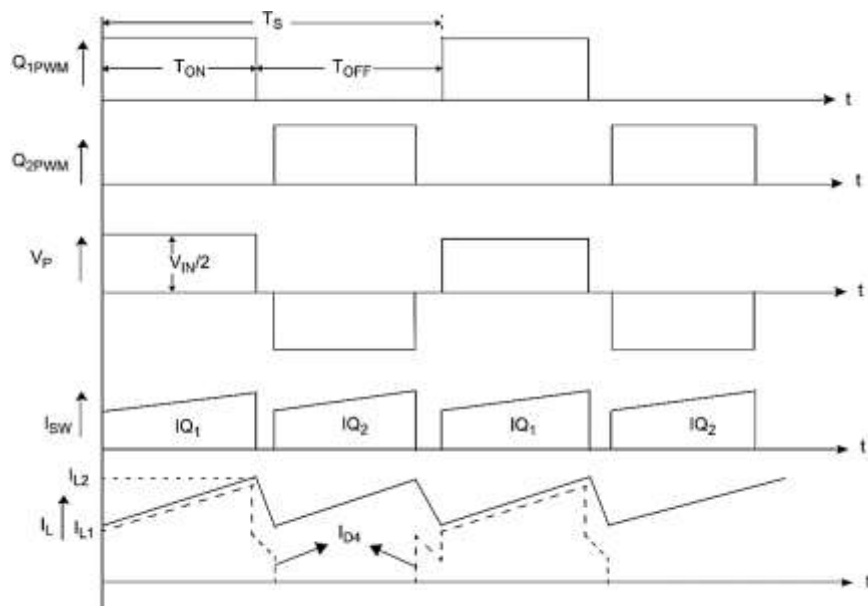


Obr. 1.16 : Konvertor typu half bridge

Priebehy napätí a prúdov na konvertore je možné vidieť na Obr. 1.17. Tranzistory  $Q1$  a  $Q2$  vytvárajú napäťové pulzy na primárnej strane transformátora. Transformátor izoluje vstupné napätie  $V_{IN}$  od výstupného napätia  $V_{OUT}$ . Kondenzátory  $C3$  a  $C4$  sú nabíjané na rovnaké napätie,

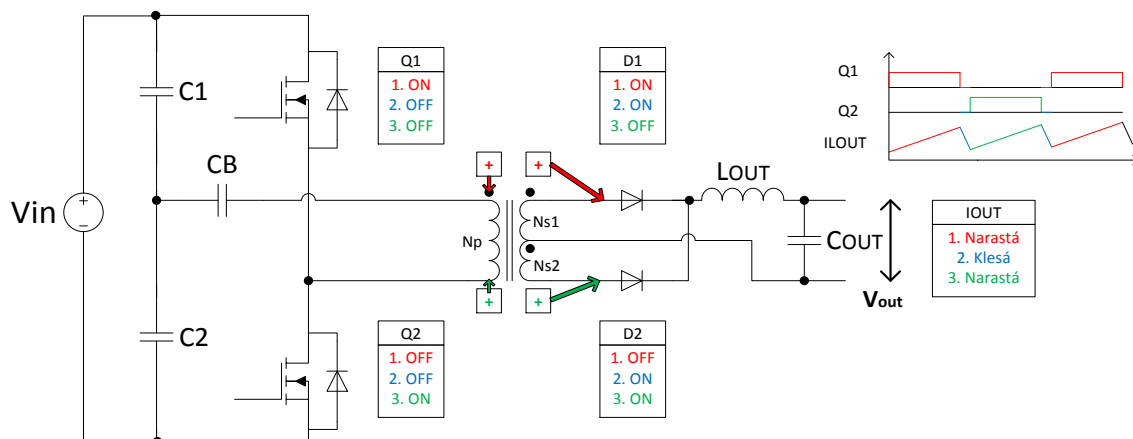


v bode medzi nimi je teda napätie rovné polovici vstupného napätia.



Obr. 1.17 : Priebehy napätí a prúdov na konvertore typu half bridge [4]

Pokiaľ je tranzistor Q1 v zapnutom stave, primárna strana transformátora na začiatku vinutia je pripojená ku kladnej strane vstupu. Napätie na primárnej strane transformátora odpovedá napätiu na kondenzátore C4, ktoré odpovedá polovičnej hodnote vstupného napätia. Napätie na začiatku vinutia transformátora je kladné. Na sekundárnej strane sa objaví napätie, ktoré polarizuje diódu D4 v závernom a D3 v priamom smere. Na cievke sa objaví napätie odpovedajúce rozdielu napätia medzi napätím na sekundárnom vinutí NS1 a výstupným napätím  $V_{OUT}$ . Prúd cievkou  $I_L$  preto narastá z hodnoty  $I_{L1}$  na hodnotu  $I_{L2}$ , ako je možné vidieť na Obr. 1.17 [4]. Na Obr. 1.18 je možné vidieť zmenu prúdu pri rôznych kombináciách stavov spínacích prvkov.



Obr. 1.18 : Konvertor typu half bridge. Stavy spínačov a zmena výstupného prúdu.

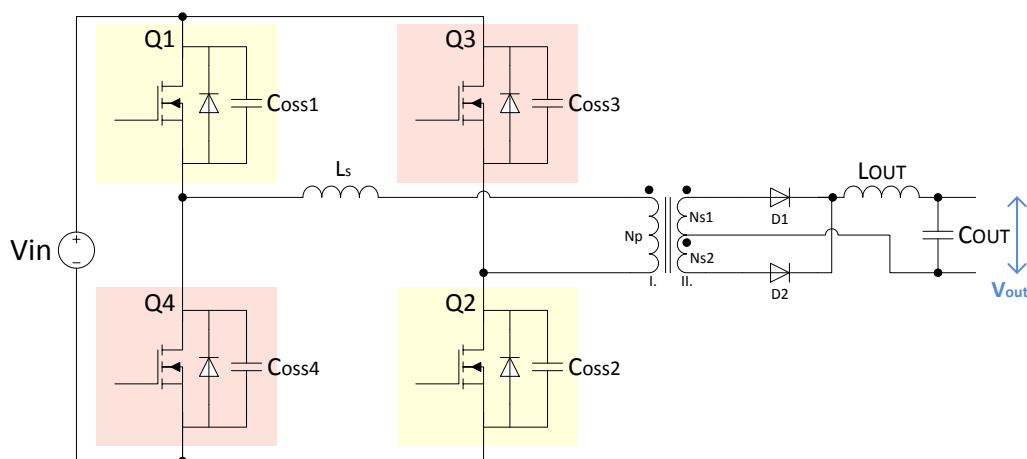
Medzi vypnutím Q1 a Q2 sa nachádza časový úsek  $v$ , ktorom sú oba tranzistory vypnuté,

tento úsek sa nazýva dead time. Zapnutie Q1 a Q2 sa nikdy nemôže stať naraz, pretože by to znamenalo skrat vstupného napätia. Podobné pravidlo platí aj pre konvertory typu full bridge (plný most), ktoré budú popísané v kapitole 1.4.4. Keď sa tranzistor Q1 vypne (Q2 stále ostáva taktiež vypnutý), dióda tranzistora Q2 vytvára cestu energii uloženej v indukčnosti transformátora, to umožní polarizáciu diódy D4 na sekundárnej strane v kladnom smere. Dióda D4 umožňuje tok polovice prúdu cievky sekundárnym vinutím NS2, druhá polovica prúdu cievky tečie vďaka dióde D3 sekundárnym vinutím NS1. Za predpokladu rovnakého počtu vinutí NS1 a NS2 sa celkovo na sekundárnej strane vinutia objaví nulové napätie odpovedajúce súčtu dvoch opačných napätí odpovedajúcim prúdom tečúcim na sekundárne vinutia NS1 a NS2 cez diódy D3 a D4. Keď sú oba tranzistory Q1 a Q2 vypnuté, výstupné napätie  $V_{OUT}$  sa objaví na cievke v opačnom smere, to zapríčiňuje klesanie prúdu cievkou  $I_L$  z hodnoty  $I_{L2}$  na hodnotu  $I_{L1}$  [4].

Keď sa tranzistor Q2 zapne, nastáva podobný dej ako pri tranzistore Q1. Primárna strana transformátora na začiatku vinutia je pripojená k zápornej strane vstupu, napätie na primárnej strane odpovedá napätiu na kondenzátore C3, ktoré odpovedá polovičnej hodnote vstupného napätia, v opačnej polarite. Napätie má zápornú polaritu na začiatku vinutia vzhľadom ku koncu vinutia primárnej strany transformátora. Na sekundárnej strane je napätie na strane bodky kladné vzhľadom na napätie na konci vinutia, to zapríčiňuje polarizáciu diódy D4 v priamom a diódy D3 v závernom smere. Na cievke sa teda znova objaví napätie odpovedajúce rozdielu napätia medzi napätím na sekundárnym vinutí NS1 a výstupným napätím  $V_{OUT}$ . Prúd cievkou  $I_L$  preto znova narastá z hodnoty  $I_{L1}$  na hodnotu  $I_{L2}$ .

#### 1.4.4 Konvertor typu full bridge

Konvertor typu full bridge (plný most) je možné vidieť na Obr. 1.19. Konvertor tohto typu sa používa hlavne pre konvertory s veľkými výstupnými výkonmi od 500 W vyššie [2]. Keďže obsahuje dvojnásobný počet tranzistorov na primárnej strane oproti konvertoru typu half bridge, ich spínacie straty sú vyššie, kvôli väčšiemu počtu súčiastok narastá cena konvertoru [3][4]. Výkonové straty je možné minimalizovať použitím kvalitných tranzistorov s vhodnými parametrami, prípadne použitím ZVS (zero voltage switching) spínania tranzistorov s fázovým posunom, ktoré bude popísané v kapitole 1.4.1.

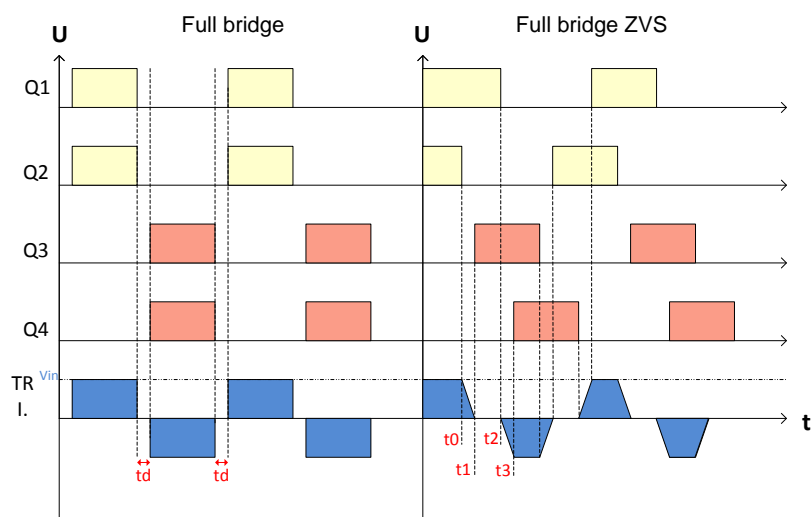


Obr. 1.19 : Schéma zapojenia konvertoru typu full bridge.

Podobne ako pri topológii half bridge je výstup konvertora v tejto topológii izolovaný od vstupu transformátorom. Budiace obvody tranzistorov musia byť teda vzťahované k zemi na sekundárnej strane [2][4]. Tranzistory na primárnej strane transformátora musia byť dimenzované minimálne na plnú hodnotu vstupného napätia, pri zopnutí jedného tranzistorového páru sa teda

na primárnej strane transformátora taktiež objaví plná veľkosť vstupného napätia (pri topológii half bridge je to jeho polovica) [9]. Preto v porovnaní s topológiou half bridge, konvertorom typu full bridge pri danom výkone tečie primárnou stranou transformátora prúd o polovičnej veľkosti, vďaka čomu sa zvyšuje účinnosť [9]. Konvertor tejto topológie je tvorený 4 tranzistormi na primárnej strane transformátora, ktoré tvoria 2 páry a dvoch diód (prípadne tranzistorov) na sekundárnej strane vo funkcii usmerňovača. Podobne ako v topológii half bridge, medzi vypnutím týchto tranzistorových párov sa nachádza časový úsek, v ktorom sú oba tranzistory vypnuté, tento úsek sa nazýva dead time, je možné ho vidieť na Obr. 1.20. Zapnutie páru Q1,Q2 a Q3,Q4 sa nikdy nemôže stať naraz, pretože by to znamenalo skrat vstupného napätia [8].

Princíp fungovania je podobný ako v topológii half bridge, tentoraz sú ale namiesto jednotlivých tranzistorov striedavo spínané tranzistorové páry Q1,Q2 a Q3,Q4. Priebehy napätí na konvertore typu full bridge je možné vidieť na Obr. 1.20. Keď sú tranzistory Q1 a Q2 v zapnutom stave, napätie má kladnú polaritu na začiatku vinutia vzhľadom ku koncu vinutia primárnej strany transformátora. Na sekundárnej strane transformátora sa objaví napätie, ktoré polarizuje diódu D2 v závernom a D1 v priamom smere. Diódou D1 tečie plná hodnota prúdu zo sekundárneho vinutia. Hodnota tohto prúdu odpovedá prúdu primárnou stranou a magnetizačného prúdu transformátora. Na cievke  $L_{OUT}$  sa objaví napätie odpovedajúce rozdielu napätia medzi napätím na sekundárnom vinutí a výstupným napätím  $V_{OUT}$ . Prúd cievkou  $I_{L_{OUT}}$  narastá s rovnakým priebehom ako v konvertore typu half bridge, vid' Obr. 1.18.



Obr. 1.20 : Priebehy napätia v konvertoroch typu full bridge (naľavo) a full bridge ZVS (napravo).

Keď sa tranzistory Q1 a Q2 vypnú (Q3 a Q4 sú stále taktiež vypnuté), nastáva podobný stav ako v konvertore typu half bridge, diódy tranzistorov Q3 a Q4 vytvára cestu energii uloženej v indukčnosti transformátora, to umožní otvorenie diódy D2. Dióda D2 umožňuje tok polovice prúdu cievky sekundárnym vinutím NS2, druhá polovica prúdu cievky tečie vďaka dióde D1 sekundárnym vinutím NS1. Za predpokladu rovnakého počtu vinutí NS1 a NS2 sa celkovo na sekundárnej strane vinutia objaví nulové napätie odpovedajúce súčtu dvoch opačných napätí odpovedajúcim prúdom tečúcim na sekundárne vinutia NS1 a NS2 cez diódy D3 a D4. Keď sú oba tranzistory Q1 a Q2 vypnuté, výstupné napätie  $V_{OUT}$  sa objaví na cievke v opačnom smere, to zapríčiňuje klesanie hodnoty prúdu cievkou  $I_{L_{OUT}}$  [4].

Keď sa tranzistory Q3 a Q4 zapnú, nastáva podobný dej ako pri stave, keď sú tranzistory Q1 a Q2 zapnuté. Primárna strana transformátora na začiatku vinutia je pripojená k zápornej strane vstupu. Napätie má zápornú polaritu na začiatku vinutia vzhľadom ku koncu vinutia primárnej strany transformátora. Na sekundárnej strane je napätie na začiatku vinutia záporné

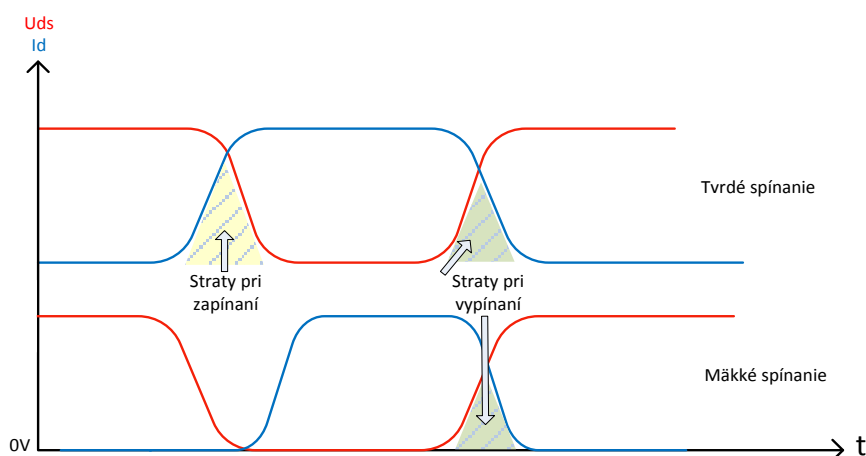
vzhľadom na koniec vinutia, to zapríčiňuje polarizáciu diódy D4 v priamom a diódy D3 v závernom smere. Na cievke sa teda znova objaví napätie odpovedajúce rozdielu napätia medzi napätím na sekundárnom vinutí a výstupným napätím  $V_{OUT}$ . Prúd cievkou  $I_L$  znova narastá. Výstupné napätie konvertora typu full bridge je možné vypočítať podľa vzorca [4]:

$$U_{OUT} = 2 \cdot U_{IN} \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot D \quad (1.9)$$

kde  $U_{OUT}$  je výstupné,  $U_{IN}$  vstupné napätie,  $D$  strieda a  $N_P$  a  $N_S$  počet vinutí primárnej a sekundárnej strany transformátora.

### 1.4.1 Konvertor typu full bridge so spínaním ZVS

Pri zapínaní a vypínaní tranzistorov, napríklad v topológii full bridge, dochádza prekrytiu priebehu napätia medzi elektródami drain a source a priebehu prúdu elektródou drain tranzistora typu mosfet, ako je možné vidieť na Obr. 1.21 [10][11][12], čím vznikajú straty pri zapínaní alebo vypínaní tranzistora. Tento typ spínania sa označuje ako tvrdé spínanie (hard switching). Použitím techniky mäkkého spínania (soft switching) je možné minimalizovať straty pri zapínaní tranzistorov. Tento typ spínania sa označuje aj ako zero voltage/current switching (ZVS, ZCS), pretože napätie alebo prúd pri zopnutí stúpa od nulovej hodnoty, namiesto presne nedefinovanej nižšej hodnoty [13].

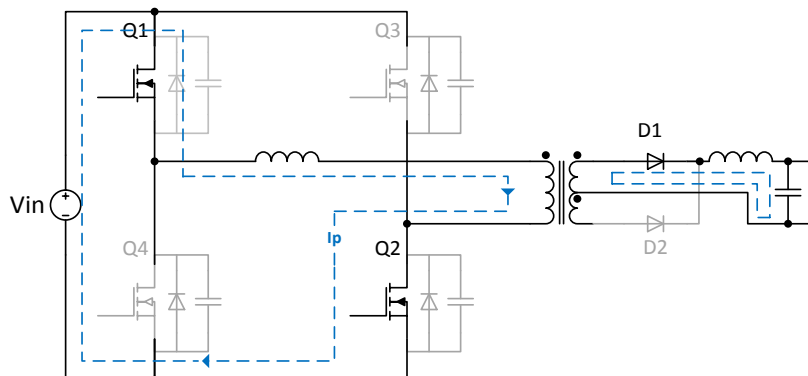


Obr. 1.21 : Straty pri zapínaní a vypínaní tranzistora mosfet.

Táto technika spínania (ZVS) je použitá v modifikácii topológie typu full bridge, kde je pomocou nej možné minimalizovať straty pri zapínaní tranzistorov (a vybíjaní celkovej kapacity tranzistora typu mosfet Coss). Schéma zapojenia, ktorú je možno vidieť na Obr. 1.19, je totožná ako pri topológii full bridge, rozdiel je vo fázovom posunutí budenia jednotlivých tranzistorov, ktoré je možné vidieť v priebehoch na Obr. 1.20. Táto modifikovaná topológia sa používa predovšetkým pre konvertory s vysokým vstupným napätím, výstupným výkonom a spínacou frekvenciou [10][11][12]. Medzi výhody tejto modifikovanej topológie patria okrem zvýšenej účinnosti a tým pádom aj nižšieho stratového výkonu tranzistorov aj nižšia hodnota generovaného elektromagnetického rušenia a možnosť použitia vyššej spínacej frekvencie tranzistorov [12][13].

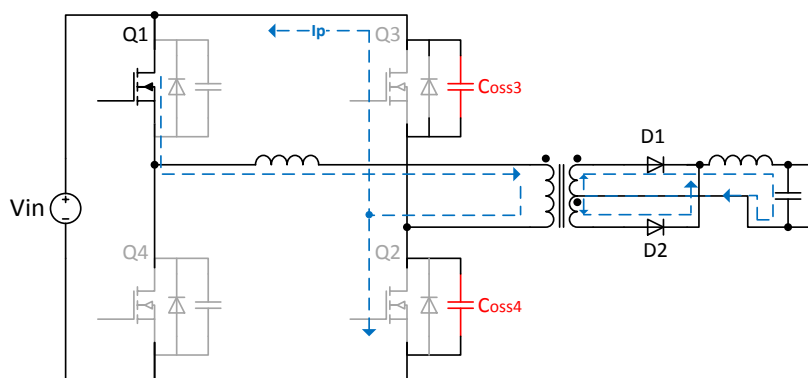
Pre vysvetlenie princípu spínania typu ZVS bola vytvorená schéma skladajúca sa zo 7 fáz, ktorej kompletnú verziu s popismi je možné vidieť v prílohe D [10][11]. Na Obr. 1.22 je možné vidieť prvú fázu, tranzistory Q1 a Q2 sú zapnuté, do záťaže tečie prúd, tento stav je totožný

ako v konvertore full bridge bez ZVS.



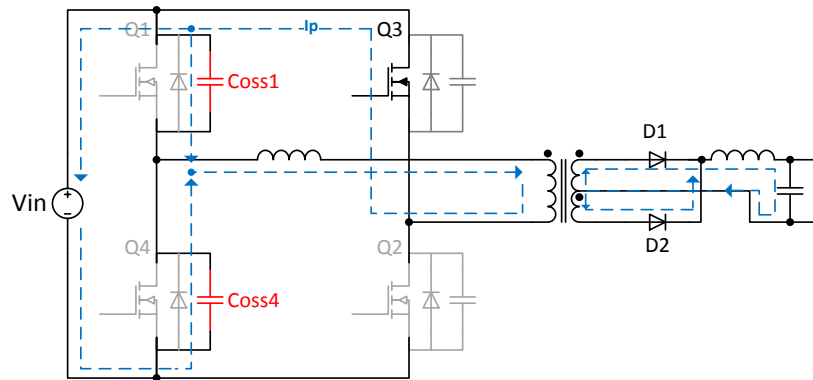
Obr. 1.22 : ZVS fáza 1

Tranzistor Q2 sa v druhej fáze vypne, prúd primárnou stranou tečie celkovou výstupnou kapacitou tranzistorov Q2 a Q3, pričom vybíja kapacitu  $C_{oss3}$  tranzistora Q3 a nabíja kapacitu  $C_{oss4}$  tranzistora Q4 [11]. Na sekundárnej strane sú obe diódy polarizované v priamom smere, výstupný prúd tečie usmerňovačom, do záťaže nie je dodávaný žiadny prúd.



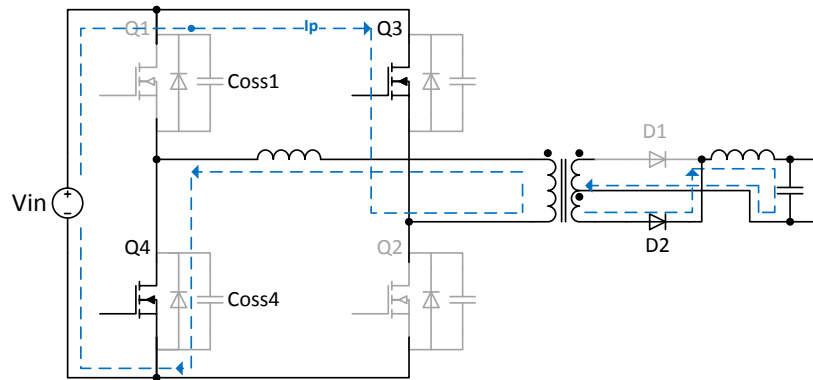
Obr. 1.23 : ZVS fáza 2

Keď dôjde k plnému vybitiu kapacity  $C_{oss3}$  tranzistora Q3, prúd začína tečť najprv diódou tohto tranzistora, následne dochádza k zapnutiu tranzistora Q3 pri nulovom napätí medzi elektródami drain a source.



Obr. 1.24 : ZVS fáza 5

Podobou sekvenciou je následne zapnutý tranzistor Q4, spolu s tranzistorom Q3 uzatvárajú cestu prúdu primárnou stranou zo vstupu na primárnu stranu transformátora, na sekundárnej strane prúdi diódou D2 prúd do záťaže.



Obr. 1.25 : ZVS fáza 7

## 2 PROTOTYP KONVERTORA

### 2.1 Popis zapojenia a DPS

Autorom pôvodného zapojenia a DPS konvertora je Ing. Michal Sitta z firmy Meatest. Konvertor bol v čase zadania práce čiastočne osadený súčiastkami, neoživený modul. Keďže v tomto stave bol viac ako 2 roky (cca od roku 2013) vzhľadom na iné priority vývoja vo firme Meatest, použité súčiastky na trhu zmenili svoju dostupnosť, cenu, objavili sa nové súčiastky s lepšími parametrami, a podobne. Táto práca preto nie je zameraná na samotný návrh zapojenia konvertora. Vzhľadom na to že aktuálny prototyp je už treťou verziou, zapojenie by malo byť principiálne funkčné, práca je preto zameraná skôr na detailný výpočet a výber kritických súčiastok konvertora s ohľadom na zlepšenie parametrov, prípadne zníženie ceny konvertora.

Zapojenie vychádza z doporučeného zapojenia výrobcu riadiaceho obvodu UCC28950 a až na pridanú reguláciu výstupného napätia a paralelne spojené tranzistory na sekundárnej strane transformátora odpovedá zapojeniu konvertora topológie full bridge (plného mostu) so spínaním ZVS popísaného v kapitole 1.4.1. Konvertor je zhotovený na dvojvrstvovej DPS o rozmeroch 90x155mm, ktorú je možné vidieť v kapitole 2.7 (kde sú popísané jej úpravy) a v prílohách A, B.

Nasledujúce odstavce popisujú bloky celkovej schémy konvertora, ktorú je možno vidieť v prílohách A a B. Hlavná DPS je označovaná ako SMPS\_DCDC\_PWR a dcérska DPS s riadiacim obvodom je označovaná ako SMPS\_DCDC\_CTRL.

#### 2.1.1 Budenie tranzistorov : bloky Primary, Drive

Ako riadiaci obvod konvertora bol použitý obvod UCC28950 od Texas Instruments, tento obvod je umiestnený na samostatnej doske, pripojenou konektorom vertikálne k hlavnej doske. Jeho výstupy OUTA-D riadia spínanie tranzistorov na primárnej strane, budenie samotných tranzistorov a izoláciu od primárnej strany zabezpečujú budiče (IC1, IC5, IC8).

Podobné platí pre tranzistory na sekundárnej strane riadené signálmi OUTE, OUTF. V tomto prípade je použitý ale iný typ budičov a to dva obvody (IC6, IC4), ktoré zabezpečujú spínanie dvoch dvojíc paralelne zapojených tranzistorov na sekundárnej strane tvoriacich synchronný usmerňovač Q5A, Q5B a Q6A, Q6B. Na vstupy oboch týchto budičov je privedený rovnaký budiaci signál z riadiaceho obvodu, každý z dvoch výstupov riadi jeden z tranzistorov. Kvôli synchronizácii s budičmi na primárnej strane IC1, IC5, IC8 sú riadiace signály pred vstupom do budičov IC6, IC4 spomalené zapojením s obvodom NAND (IC12) a kondenzátormi CK44, CK45, ktorých hodnota určuje hodnotu oneskorenia (max.  $1\text{ nF} = 150\text{ ns}$ ).

#### 2.1.2 Snímanie výstupného prúdu : blok Current sense

Pomocou miniatúrneho transformátora CT02 s prevodom 1:100 je zabezpečené snímanie výstupného prúdu konvertora pre nadprúdovú ochranu pomocou vstupu CS (current sense) obvodu UCC28950. Riadiaci obvod taktiež sníma prúd na vstupe CS pre zvyšovanie účinnosti konvertora pri malých výstupných prúdoch tým, že vypína oba tranzistory synchronného usmerňovača na sekundárnej strane (QA-Q6B), usmerňovač na sekundárnej strane potom tvoria diódy D16-D19 [14].

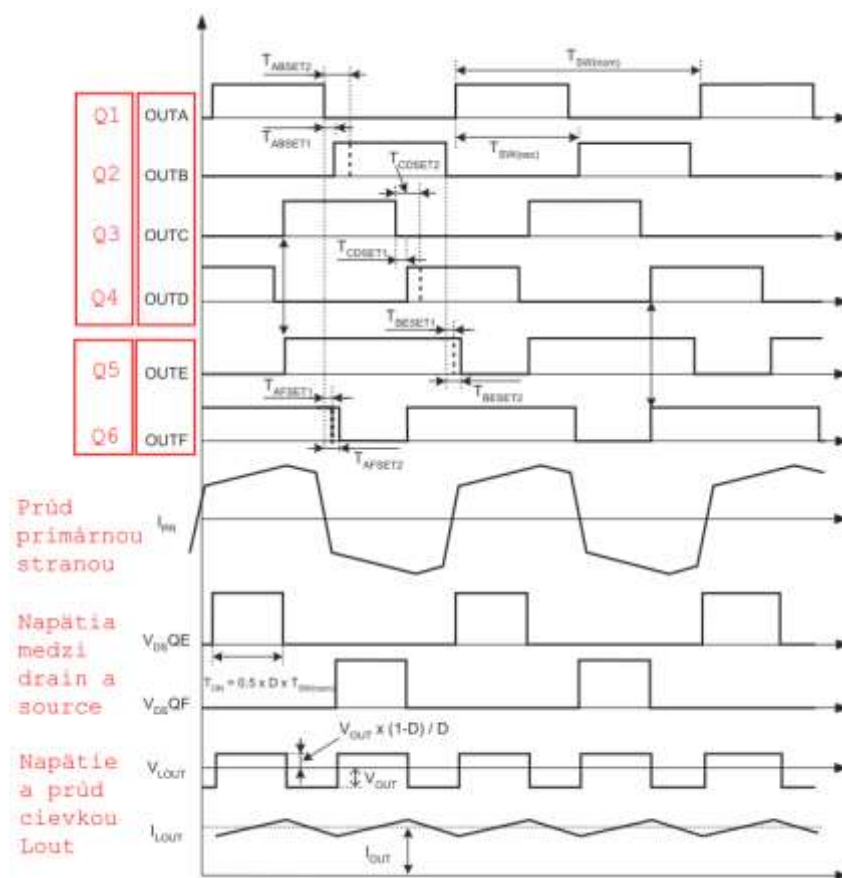
#### 2.1.3 Spôsob vedenia spätnej väzby

Spätňá väzba je vedená z výstupu konvertora (signál označený v schémach ako  $U_{OUT}$ ) na vstupy

EA+,EA- riadiaceho obvodu UCC28950. Zmenou napätia UREF na strednom pine konektora JP3 je možné meniť výstupné napätie v rozsahu 0-12V. Konektor K6 a jumpery J1,J2,J4 v okolí slúžia na pripojenie synchronizácie medzi viacerými DPS konvertorov vo finálnom prístroji.

### 2.1.4 Priebehy napätí a prúdov na konvertore riadeným obvodom UCC28950

Na Obr. 2.1 je možné vidieť priebehy napätí a prúdov v čase na tranzistoroch na primárnej strane Q1-Q4 (v zapojení plného mostu, návrh vid'. kapitola 2.4.1), na sekundárnej strane Q5A-Q6B (synchronný usmerňovač, návrh vid'. kapitola 2.4.2) a cievkou na výstupe konvertora  $L_{OUT}$  (návrh vid' kapitola 2.3).



Obr. 2.1 : Priebehy napätí a prúdov na konvertore riadeným obvodom UCC28950 [14]

## 2.2 Parametre konvertora

V Tab. 2.1 sú uvedené predpokladané parametre konvertora, ktoré budú v ďalších kapitolách použité na výpočty v ďalších kapitolách. Na výpočet všetkých parametrov súčiastok bol vytvorený súbor s komplexnými výpočtami v programe Excel, ktorý umožňuje jednoduchý prepočet hodnôt pri zmene vstupných parametrov.

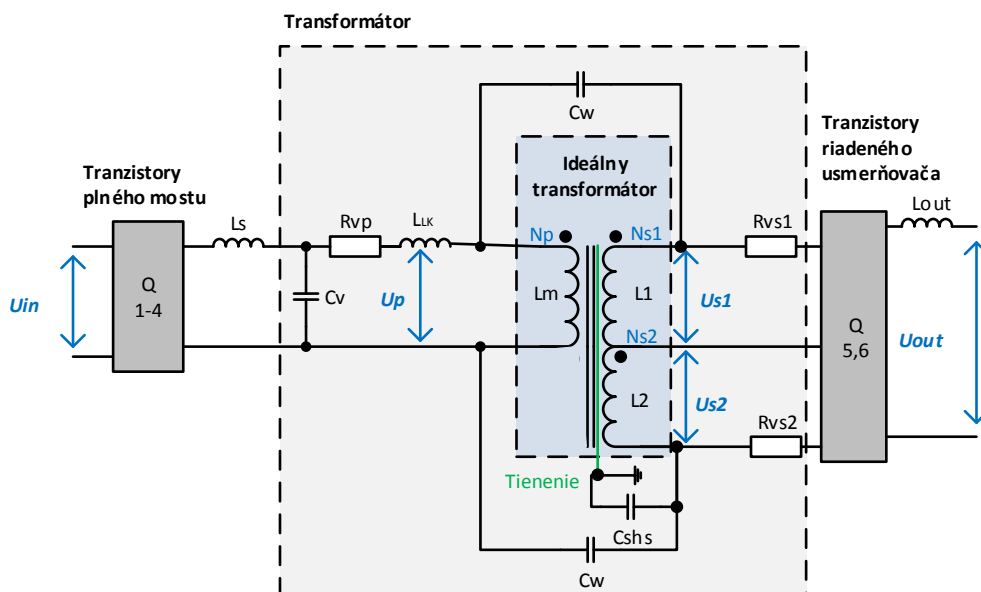


Tab. 2.1 : Parametre konvertora. Utajené.

Veličina		Jednotka	min	typ	max
Vstupné napätie	$V_{IN}$	V			
Výstupné napätie	$V_{OUT}$	V			
Výstupný výkon	$P_{OUT}$	W			
Účinnosť	$\eta$	%			
Frekvencia spínania	$f_{SW}$	kHz			
Úbytok napätia na zapnutých tranzist.	$U_{RDSON}$	V			
Strieda – duty cycle	D	%			

## 2.3 Návrh transformátora a cievok na primárnej a sekundárnej strane transformátora

V tejto kapitole sú spočítané parametre cievok na primárnej a sekundárnej strane a transformátora, ktorého schému s naznačenými viacerými formami indukčnosti je možné vidieť na Obr. 2.2 [16]. Rozptylová indukčnosť  $L_{LK}$  na primárnej strane transformátora je dôležitým parametrom v konvertore so spínaním ZVS, pretože energia v nej uskladnená zabezpečuje (spolu s pomocou indukčnosti cievky na primárnej strane  $L_s$ ) vybíjanie a nabíjanie celkových výstupných kapacít tranzistorov typu mosfet, ako bolo popísané v kapitole 1.4.1 a fungovanie konvertora v prúdovom móde [15]. Vo výpočtoch popísaných nižšie sú použité hodnoty z Tab. 2.1, pokiaľ nie je stanovené inak.



Obr. 2.2 : Rôzne typy indukčností a kapacít v reálnom transformátore v konvertore typu plného mostu so spínaním ZVS.

Obecne je pomer počtu závitov transformátora  $n$  možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$n = \frac{N_P}{N_p} \quad (2.1)$$

kde  $N_p$  je počet vinutí na primárnej a  $N_s$  na sekundárnej strane transformátora. V konvertore typu full bridge (plného mostu) so spínaním ZVS bolo možné úbytok napätia na tranzistore  $U_{RDSon}$  mosfet odhadnúť na približne 0,3V, maximálna strieda  $D_{max}$  pri minimálnom vstupnom napätí je stanovená na 70% [15]. Pomer počtu vinutí transformátora je teda možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$n = \frac{U_{IN(min)} - 2 \cdot U_{RDSon} \cdot D_{max}}{U_{OUT} \cdot U_{RDSon}} \quad (2.2)$$

Typickú hodnotu striedy  $D_{(typ)}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$D_{(typ)} = \frac{(U_{OUT} + U_{RDSon}) \cdot n}{U_{IN} - 2 \cdot U_{RDSon}} \quad (2.3)$$

Prúdové zvlnenie na cievke  $\Delta I_{Lout}$  bolo stanovené na 20% z hodnoty výstupného prúdu [15]:

$$\Delta I_{Lout} = \frac{P_{OUT} \cdot 0,2}{U_{OUT}} \quad (2.4)$$

Minimálnu magnetizačnú indukčnosť transformátora  $L_{M(min)}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$L_{M(min)} = \frac{U_{IN} \cdot (1 - D_{(typ)})}{\frac{\Delta I_{Lout} \cdot 0,5}{n} \cdot f_{SW}} \quad (2.5)$$

kde  $f_{SW}$  je frekvencia spínania tranzistorov. Na Obr. 2.3 je možné vidieť priebehy prúdov na konvertore s riadiacim obvodom UCC28950. Nižšie popísané výpočty sa budú vzťahovať na prúdy označené na tomto obrázku. Tranzistory Q5 a Q6 sú tranzistory na sekundárnej strane transformátora tvoriace synchronný usmerňovač, odpovedajú tranzistorom Q5A-Q6B schémy v prílohe A.

Hodnoty prúdov sekundárnou stranou v jednotlivých častiach priebehu podľa Obr. 2.3 je možné vypočítať podľa vzorcov [15]:

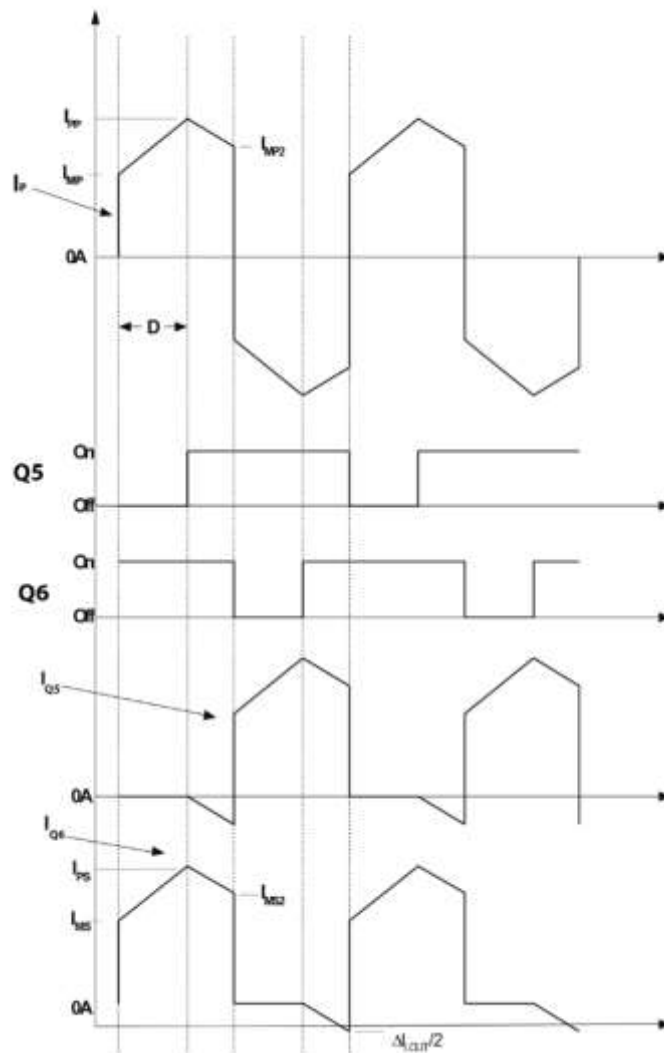
$$I_{PS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \quad (2.6)$$

$$I_{MS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} - \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \quad (2.7)$$

$$I_{MS} = I_{PS} - \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \quad (2.8)$$

Efektívna hodnota prúdu sekundárnou stranou transformátora počas dodávania energie do záťaže bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{S1(RMS)} = \sqrt{\frac{D_{(max)}}{2} \cdot \left( I_{PS} \cdot I_{MS} + \frac{(I_{PS} - I_{MS})^2}{3} \right)} \quad (2.9)$$



Obr. 2.3 : Priebehy prúdov na konvertore typu full bridge ZVS s riadiacim obvodom UCC28950 [15].

Efektívna hodnota prúdu sekundárnou stranou transformátora počas stavu zapnutia oboch tranzistorov na sekundárnej strane (tranzistory synchronného usmerňovača, stav rekuperácie) bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{S2(RMS)} = \sqrt{\frac{1 - D_{(max)}}{2} \cdot \left( I_{PS} \cdot I_{MS2} + \frac{(I_{PS} - I_{MS2})^2}{3} \right)} \quad (2.10)$$

Efektívna hodnota prúdu sekundárnou stranou transformátora spôsobeného zápornou polaritou

prúdu v príľahlom vinutí bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{S3(RMS)} = \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \sqrt{\frac{1 - D_{(max)}}{2 \cdot 3}} \quad (2.11)$$

Celková efektívna hodnota prúdu sekundárnou stranou transformátora  $I_{S(RMS)}$  bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{I_{S1(RMS)}^2 + I_{S2(RMS)}^2 + I_{S3(RMS)}^2} \quad (2.12)$$

Hodnota prúdu magnetizačnou indukčnosťou primárnej strany transformátora  $\Delta I_{Lmag}$  bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$\Delta I_{Lmag} = \frac{U_{IN(min)} \cdot D_{max}}{L_{MAG} \cdot f_{SW}} \quad (2.13)$$

Hodnoty prúdov primárnou stranou v jednotlivých častiach priebehu podľa Obr. 2.3 je možné vypočítať podľa vzorcov [15]:

$$I_{PP} = \left( \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \cdot \eta} + \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \right) \frac{1}{n} + \Delta I_{Lmag} \quad (2.14)$$

$$I_{MP2} = I_{PP} - \left( \frac{\Delta I_{Lout}}{2} \right) \frac{1}{n} \quad (2.15)$$

Efektívna hodnota prúdu primárnou stranou transformátora počas dodávania energie do záťaže bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{P1(RMS)} = \sqrt{D_{(max)} \cdot \left( I_{PP} \cdot I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3} \right)} \quad (2.16)$$

Efektívna hodnota prúdu primárnou stranou transformátora počas stavu zapnutia oboch tranzistorov na sekundárnej strane (tranzistory synchronného usmerňovača, stav rekuperácie) bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{P2(RMS)} = \sqrt{(1 - D_{(max)}) \cdot \left( I_{PP} \cdot I_{MP2} + \frac{(I_{PP} - I_{MP2})^2}{3} \right)} \quad (2.17)$$

Celková efektívna hodnota prúdu primárnou stranou transformátora  $I_{P(RMS)}$  bola vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{I_{S1(RMS)}^2 + I_{S2(RMS)}^2} \quad (2.18)$$

Minimálnu hodnotu indukčnosti cievky na primárnej strane  $L_s$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$L_{S(min)} = \frac{2 \cdot C_{COSS\_AVG(QA)} \cdot U_{IN(max)}^2}{\left(\frac{I_{PP}}{2} - \frac{\Delta I_{Lout}}{2 \cdot n}\right)^2} - L_{LK} \quad (2.19)$$

kde  $C_{COSS\_AVG}$  je hodnota výstupnej kapacity tranzistora mosfet, ktorej výpočet bude popísaný v kapitole 2.4.1 (do výpočtov bola dosadená hodnota pre tranzistor č.9 v Tab. 2.8, popis výpočtu je popísaný v kapitole 2.5 (vychádza z výpočtov v kapitole 2.4.2)). Energia uložená v indukčnosti  $L_m$  transformátora, prípadne súčasne s energiou uloženou v cievke  $L_s$  zabezpečuje vybíjanie a nabíjanie kapacít tranzistorov MOSFET (zabezpečuje spínanie ZVS). Minimálna hodnota indukčnosti cievky  $L_s$  bola vypočítaná, aby bolo možné dosiahnuť spínanie ZVS od plnej až do polovičnej hodnoty výstupného prúdu konvertora. Záporná vypočítaná hodnota znamená, že cievku nie je nutné pre správnu funkciu konvertora osadiť. Toto je dosiahnuté vďaka nízkej hodnote výstupných kapacít tranzistorov na primárnej strane. V návrhu je nutné ale počítať aj s parazitnými kapacitami na primárnej strane transformátora, v návrhu DPS je teda ponechaná možnosť túto cievku osadiť. Do výpočtov bola dosadená nameraná hodnota rozptylovej kapacity transformátora (spôsob merania je popísaný v kapitole 4.1.

Hodnotu indukčnosti cievky na sekundárnej strane  $L_{OUT}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$L_{OUT} = \frac{V_{OUT} \cdot (1 - D_{(TYP)})}{\Delta I_{Lout} \cdot f_{SW}} \quad (2.20)$$

Efektívnu hodnotu prúdu cievkou  $L_{OUT}$  na sekundárnej strane je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$I_{Lout(RMS)} = \sqrt{\left(\frac{P_{OUT}}{U_{OUT(typ)}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_{Lout}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (2.21)$$

Všetky výpočty boli vykonané v programe Excel (a sú súčasťou dynamického súboru so všetkými výpočtami), výsledky výpočtov je možné vidieť v Tab. 2.2.

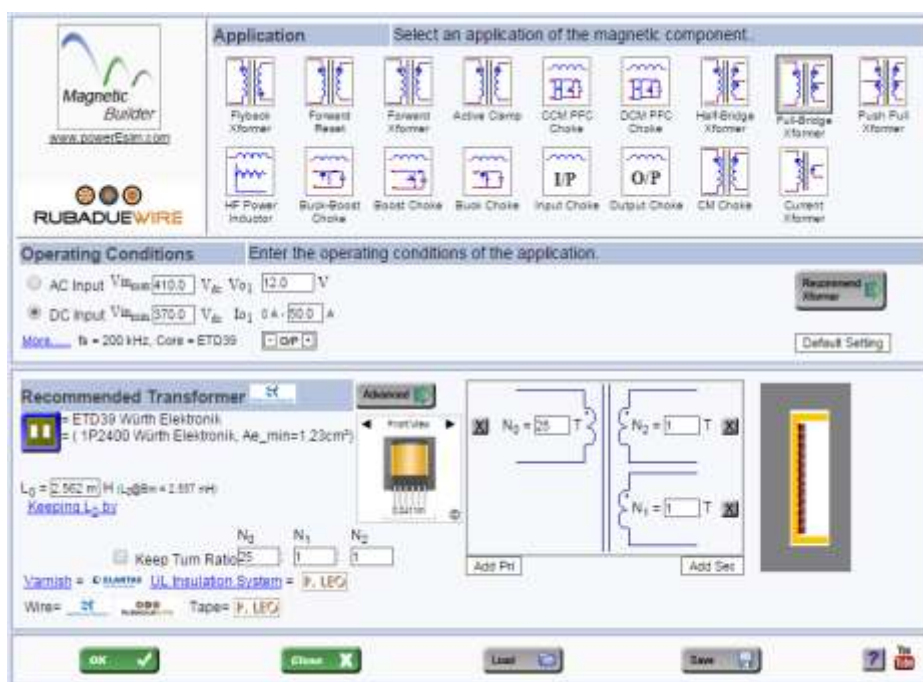
Tab. 2.2 Výpočty parametrov transformátora a cievok. Utajené.

Veličina	Jednotka	min	typ	max
Pomer vinutí transformátora	n	-		
Strieda – duty cycle	D			
(Magnetizačná) Indukčnosť transformátora	$L_M$	mH		
Prúdové zvlnenie na cievke na pr. Strane	$\Delta I_{Lout}$	A		
Indukčnosť cievky na sekundárnej strane	$L_{OUT}$	$\mu H$		
Prúd tečúci cievkou na sekundárnej strane	$I_{Lout}$	A (RMS)		
Rozptylová indukčnosť transformátora	$L_{LK}$	$\mu H$		
Indukčnosť cievky na primárnej strane	$L_s$	$\mu H$		
Prúdy vid'. Obr. 2.3	$I_{PS}$	A		
	$I_{MS}$	A		
	$I_{MS2}$	A		
Prúd na sekundárnej strane 1	$I_{S1}$	A (RMS)		
Prúd na sekundárnej strane 2	$I_{S2}$	A (RMS)		
Prúd na sekundárnej strane 3	$I_{S3}$	A (RMS)		

Celkový prúd na sekundárnej strane	$I_s$	A (RMS)				
Prúd mag. indukčnosťou I. strany transformátora	$\Delta I_{LMAG}$	A				
Prúdy vid. Obr. 2.3	$I_{PP}$	A				
	$I_{MP2}$	A				
Prúd na primárnej strane 1	$I_{P1}$	A (RMS)				
Prúd na primárnej strane 2	$I_{P2}$	A (RMS)				
Celkový prúd na primárnej strane	$I_P$	A (RMS)				

### 2.3.1 Overenie návrhu transformátora

Návrh transformátora bol overený v programe na návrh DC-DC konvertorov vo webovom prehliadači *PowerESim* [17], konkrétne v nástroji *Magnetic builder (Xformer)* na návrh transformátorov pre všetky topológie konvertorov. Okno programu so zadanými parametrami a výsledkom je možné vidieť na Obr. 2.4



Obr. 2.4 : Návrh transformátora v programe PowerESim

V programe boli ako vstupné parametre zadané parametre z Tab. 2.1, použitie transformátorového telieska typu ETD39 bolo stanovené ešte pred začatím tejto práce pri návrhu DPS pôvodného prototypu vzhľadom na limitovaný priestor na DPS so zadanými rozmermi. Pri návrhu konvertora, ktorý by mal dodávať maximálny prúd do záťaže permanentne, by bolo vhodné zvoliť transformátor s väčšími rozmermi, ktorý by dovolil použitie viac paralelných vodičov jednotlivých vinutí prípadne použitie iného jadra.

Parametre transformátora približne odpovedajú výpočtom podľa doporučení výrobcu radiaceho obvodu UCC28950 [15], ktoré boli spočítané v predchádzajúcej kapitole a sú uvedené v Tab. 2.2. Pre zvolený transformátor boli programom simulované ďalšie parametre, a to najmä stratový výkon a teplota transformátora, ktoré je možné vidieť v Tab. 2.3. Výsledky tejto

simulácie sú obzvlášť užitočné pre odhad výkonovej straty na ručne navíjanom transformátore, ktorého výroba a parametre sú popísané v kapitole 2.3.2.

Tab. 2.3 : Parametre transformátora navrhnutého programom PowerESim. Utajené.

Parametre vybraného transformátora			
2.56 mH ETD39 1P2400 Würth Elektronik Power Switching Transformer			
Veličina		Jednotka	Hodnota
Počet vynutí I. strana	$N_p$	-	
Počet vynutí II. strana	$N_s$	-	
Pomer vinutí	$n$	-	
Indukčnosť transformátora	$L_M$	mH	
Max. Hustota mag. Toky	$B_m$	mT	
Efektívna oblasť prierezu:	$A_E$	cm <sup>2</sup>	
Straty jadra	$P_{TR1}$	W	
Straty vedením (v medi, DC)	$P_{TR2}$	W	
Straty zvodovým tokom (v medi, AC)	$P_{TR3}$	W	
<b>Celková výkonová strata</b>	<b><math>P_{TR}</math></b>	<b>W</b>	
Teplota súčiastky	$T_J$	°C	
Teplota púzdra	$T_C$	°C	
Cievkové teliesko transformátora			
Materiál jadra			

Transformátor je, podobne ako bude popísané pre cievku na výstupe, možné navínuť aj ručne podľa požadovaných parametrov z Tab. 2.2.

### 2.3.2 Realizácia transformátora

Vzhľadom na cenu a rýchlosť realizácie bolo rozhodnuté transformátor realizovať ručným navíjaním na transformátorové teliesko. Ako prvá bola vinutá prvá polovica primárneho vinutia (označovaná ako *a*), za ňou nasledovala z hľadiska maximálnej úspory miesta druhá polovica primárneho vinutia (označovaná ako *b*). Následne boli vinuté dve sekundárne vinutia. Posledná vrstva pred finálnou vonkajšou izoláciou je vrstva tienenia, ktorú tvorí medená samolepiaca fólia. Táto vrstva nesmie tvoriť kompletnú otáčku, inak by znamenala skrat – vrstva pre dobré tienenie presahuje jednu otáčku, ale kontakt s jej začiatkom pod ňou je izolovaný. Poradie vinutí a hrúbka izolácie ovplyvňuje najmä kapacitu medzi jednotlivými vinutiami a rozptylovú indukčnosť.

Parametre vinutí transformátora je možné vidieť v Tab. 2.4. Usporiadanie vinutí transformátora je možné vidieť v Tab. 2.5. Parametre materiálov použitých pre výrobu transformátora je možné vidieť v Tab. 2.6.

Hodnotu odporu vinutia je možné vypočítať podľa vzorca [21]:

$$R_v = \frac{\rho_{CU} \cdot l_v}{S_v} \quad (2.22)$$

Kde  $\rho_{CU}$  je merný odpor medi,  $l_v$  je celková dĺžka vinutia vypočítaná ako podiel počtu závitov a obvodu jadra, a  $S_v$  prierez použitého vodiča. Stratový výkon spôsobilý vedením prúdu v medi, je možné vypočítať pre vinutie na primárnej strane podľa vzorca [15]:

$$P_{TRP} = I_{P(RMS)}^2 \cdot R_{VP} \quad (2.23)$$

a pre jedno sekundárne vinutie podľa vzorca :

$$P_{TRS} = I_{S(RMS)}^2 \cdot R_{VS} \quad (2.24)$$

Okrem strát spôsobeným vedením je nutné počítať aj so stratami jadra, celkové straty je možné podľa [15] odhadnúť ako minimálne dvojnásobné. Ako odhad celkových strát bol preto súčet výkonových strát vedením všetkých vinutí, ktorý je možné vidieť Tab. 2.4, vzhľadom na výsledky z programu PowerESim v Tab. 2.3 vynásobený koeficientom 2,5 a zaokrúhlený hore. V Tab. 2.4 je možné vidieť aj porovnanie vypočítaných a odmeraných hodnôt odporu vinutia, ktoré budú viac popísané v kapitole 4.1. Spôsob výpočtu odporu vinutí je popísaný v nasledujúcom odseku. Stratový výkon jednotlivých vinutí bol počítaný z nameraných aj vypočítaných hodnôt odporu vinutí, výsledky sú porovnané v Tab. 2.4. Finálny celkový stratový výkon transformátora bol vypočítaný a odhadnutý z nameraných hodnôt odporov vinutia.

Tab. 2.4 : Parametre ručne vinutého transformátora. Utajené.

Návrh transformátora – ručná výroba				
Veličina		Jednotka	Hodnota	
Pomer vinutí transformátora		n	-	
Primárna strana			a	b
Hrúbka vodiča	d <sub>V</sub>	mm		
Počet paralelných vodičov	N <sub>V</sub>	-		
Počet závitov	n <sub>s</sub>	-		
Priemer telieska	d <sub>J</sub>	mm		
Obvod telieska	o <sub>J</sub>	mm		
Celková dĺžka vodiča	l <sub>V</sub>	m		
Prierez vodiča	S <sub>V</sub>	mm <sup>2</sup>		
Merný elektrický odpor medi	ρ <sub>CU</sub>	Ωm		
Odpor vinutia – vypočítaný	R <sub>VP_calc</sub>	mΩ		
Straty vedením (v medi) v I. Vinutí – teoretické	P <sub>TRP_T</sub>	W		
Odpor vinutia – nameraný	R <sub>VP_meas</sub>	mΩ		
Straty vedením (v medi) v I. Vinutí – vypočítané	P <sub>TRP_V</sub>	W		
Sekundárna strana			1	2
Hrúbka vodiča	d <sub>V</sub>	mm		
Počet paralelných vodičov	N <sub>V</sub>	-		
Počet závitov	n <sub>s</sub>	-		
Priemer telieska	d <sub>J</sub>	mm		
Obvod telieska	o <sub>J</sub>	mm		
Celková dĺžka vodiča	l <sub>V</sub>	m		
Prierez vodiča	S <sub>V</sub>	mm <sup>2</sup>		
Merný elektrický odpor medi	ρ <sub>CU</sub>	Ωm		
Odpor vinutia – vypočítaný	R <sub>VS_calc</sub>	mΩ		
Straty vedením (v medi) II. vinutiach – teoretické	P <sub>TRS_T</sub>	W		
Odpor vinutia – nameraný	R <sub>VS_meas</sub>	mΩ		
Straty vedením (v medi) II. Vinutiach – vypočítané	P <sub>TRS_V</sub>	W		
Celkové straty v medi – vypočítané		P <sub>TR</sub>	W	
Približná celková výkonová strata		P <sub>TR</sub>	W	



Pre výpočet odporu vinutia je nutné poznať celkovú dĺžku vodiča vinutia, tú je možno vypočítať podľa priemeru transformátorového telieska, na ktoré je vinutie navíjané. Priemer sa ale s každou vrstvou vinutí a izolácie zvyšuje, preto boli pre presné stanovenie jeho hodnoty pre všetky vinutia spočítaná hrúbka jednotlivých vinutí (o ktorej hodnote sa zväčší „priemer transformátorového telieska“ – dĺžka jedného závit). Veličina  $d_v$  v Tab. 2.5 označuje menovitú hrúbku vinutia, napríklad pre vinutie bol použitý vodič o priemere 0,71 mm. K tejto hrúbke je ale nutné pripočítať hrúbku izolačného laku (prípadne v prípade medenej fólie pre tienenie lepidla), toto zohľadňuje hrúbka  $d_{v+Lak/Lep}$  (určená meraním posuvným meradlom, u medenej fólie uvedená výrobcom). Veličina  $n$  udáva počet závitov vinutia a  $N$  počet paralelných vodičov daného vinutia. Hrúbku vinutia je potom možné vypočítať ako súčet hrúbky vodiča (tieniacej fólie), a 3 vrstiev izolačnej pásky ktorej hrúbka je uvedená v tabuľke Tab. 2.6 (typ č.1). Výpočet je vynásobený koeficientom 1,5 ako rezervu vo výpočtoch. Šírka vinutia bola spočítaná orientačne pre zistenie, či je teliesko pre navrhnuté vinutie dostatočne široké. Šírka vinutia by teda nemala presiahnuť hodnotu 25,7 mm, ktorá bola odmeraná posuvných meradlom. Šírku vinutia je možné vypočítať ako násobok hrúbky vodiča, počtu závitov, a počtu paralelných vodičov vzhľadom na priestorovú konfiguráciu vinutí v transformátore, ktorú je možné vidieť na Obr. 2.5. Na základe týchto výpočtov sú v Tab. 2.4 vypočítané hodnoty priemeru telieska pripočítaním príslušných hrúbok vinutí pod aktuálnym vinutím (viď konfigurácia vinutí na Obr. 2.5) k priemeru holého telieska, ktorý je 13,1 mm.

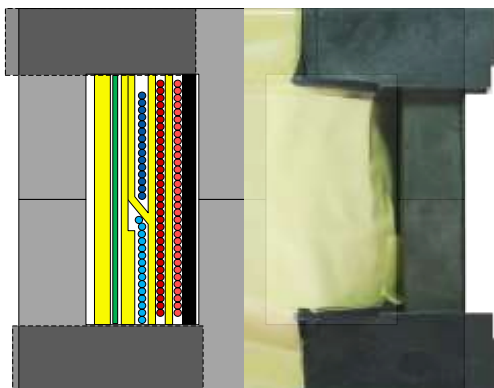
Tab. 2.5 : Usporiadanie vinutí transformátora. Utajené.

Poradie	Časť	$d_v$ [mm]	$d_{v+Lak/Lep}$ [mm]	$n$	$N$	Šírka vinutia [mm]	Hrúbka vinutia [mm]
1							
2							
3							
4							
5							
Celkovo							
Maximum							

Tab. 2.6 : Materiály použité na výrobu transformátora a ich vlastnosti. Utajené.

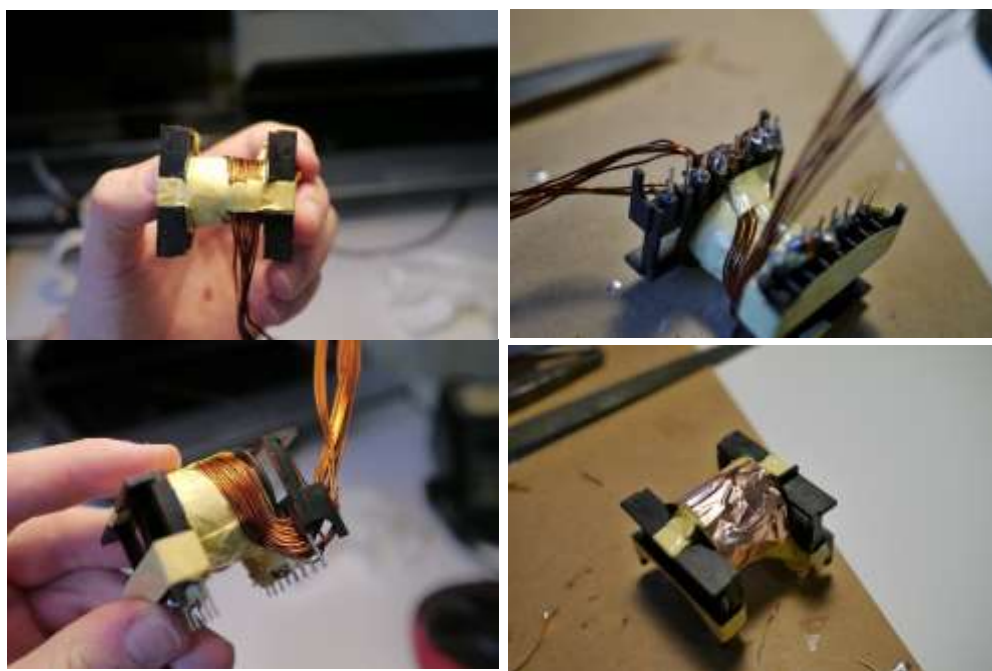
Veličina	Jednotka	Hodnota
<b>Transformátorové jadro</b>		
Fertové jadro	-	
Trieda materiálu jadra	-	
Teliesko	-	
<b>Izolačná páska 1. použitý typ</b>		
Označenie	-	
Hrúbka	mm	
Šírka	mm	
Izolačná pevnosť	kV	
Menovitá teplota	°C	
<b>Izolačná páska 2. použitý typ</b>		
Označenie	-	
Hrúbka	mm	

Šírka	mm	
Izolačná pevnosť	kV	
Menovitá teplota	°C	
<b>Medená samolepiaca páska</b>		
Hrúbka	mm	
<b>Medený vodič</b>		
Prierez vodiča	mm	



*Obr. 2.5 : Konfigurácia vinutí transformátora*

Na Obr. 2.6 je možné vidieť proces realizácie transformátora ručným vinutím. Tento proces sa ukázal byť pomerne náročný z časového hľadiska, aj nutnej precíznosti výroby.



*Obr. 2.6 : Ručná výroba transformátora*

V budúcej sériovej výrobe konvertora sa počíta s profesionálnou výrobou transformátora. Hotový transformátor je možné vidieť na Obr. 2.8. Výsledky meraní parametrov transformátora je možné vidieť v kapitole 4.1.



Obr. 2.7 : Hotový transformátor

### 2.3.3 Výber cievky na výstupe konvertora

Čím má cievka na výstupe konvertora  $L_{OUT}$  väčšiu hodnotu indukčnosti, tým lepšia je regulácia (menšie zvlnenie napätia) na výstupe konvertora, preto bola jej hodnota oproti jej minimálnej hodnote z Tab. 2.2 zvolená vyššia a to ...  $\mu\text{H}$ . Indukčnosť narastá s počtom závitov, s počtom závitov ale podobne narastá aj stratový výkon vedením, keďže vodič vinutia je dlhší, preto je nutné pri voľbe cievky stanoviť kompromis medzi týmito parametrami. Pre jednoduchšiu a názornú voľbu týchto parametrov bol vytvorený graf vid'. Obr. 2.8. Ako jadro bolo zvolené toroidné prachové jadro materiálu sendust, o parametroch uvedených v Tab. 2.7 [18], kde sú uvedené aj parametre vinutia. Počet závitov vodiča na cievke je možné vypočítať podľa vzorca [19]:

$$n_{L_{OUT}} = \sqrt{\frac{L_{OUT} \cdot L_e}{A_e \cdot \mu_i}} \quad (2.25)$$

Prípadne podľa vzorca pre prachové jadrá [20]:

$$n_{L_{OUT}} = \sqrt{\frac{L_{OUT} \cdot 1000}{A_L}} \quad (2.26)$$

kde  $L_{OUT}$  je indukčnosť cievky v jednotkách  $\mu\text{H}$ , a  $A_L$  faktor indukčnosti jadra. Výsledok po zaokrúhlení hore pre vybrané jadro bol rovnaký pri oboch spôsoboch výpočtu. Odpor vinutia je možné vypočítať podľa vzorca (2.22, stratový výkon vedením je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$P_{L_{OUT}} = I_{L_{OUT}(RMS)}^2 \cdot R_V \quad (2.27)$$

Podobne ako pri výpočte transformátora je nutné ale počítať okrem strát vedením aj so stratami jadra, podľa [14],[15] je ako pomerne dobrý odhad celkové straty stanoviť na dvojnásobnú hodnotu strát vedením. Preto bola výsledná výkonová strata vynásobená koeficientom 2,5 a zaokrúhlená hore podobne ako pri výpočte stratového výkonu transformátora ako možné vidieť vo výsledkoch v Tab. 2.7.

Tab. 2.7 : Parametre vybranej cievky  $L_{OUT}$

Jadro : TX40/15-S7 A168-MC			
Veličina		Jednotka	Hodnota
Požadovaná indukčnosť	$L_{OUT(min)}$	$\mu H$	
Faktor indukčnosti jadra	$A_L$	nH	
Počet závitov pre $L_{OUT}=L_{OUT(min)}$	$n_{L_{OUT}}$	-	
Vybraný počet závitov	$n_{L_{OUT}}$	-	
Indukčnosť	$L_{OUT}$	$\mu H$	
Hrúbka vodiča	$d_v$	mm	
Počet paralelných vodičov	$N_v$	-	
Priemer jadra	$d_j$	mm	
Obvod jadra	$o_j$	mm	
Celková dĺžka vodiča	$l_v$	m	
Prierez vodiča	$S_v$	mm <sup>2</sup>	
Merný odpor medi	$\rho_{Cu}$	$\Omega m$	
Odpor vinutia	$R_v$	m $\Omega$	
Straty vedením (v medi)	$P_{L_{OUT}}$	W	
Približná celková výkonová strata	$P_{L_{OUT}}$	W	

Obr. 2.8 : Závislosť indukčnosti (modrý priebeh, ľavá os y), stratového výkonu vedením (červený priebeh, pravá os y) na počte závitov cievky  $L_{OUT}$  navinutom na jadre TX40/15-S7 A168-MC. Utajené.

## 2.4 Optimalizácia parametrov konvertora výberom tranzistorov

V tejto kapitole budú spočítané najprv stratové výkony tranzistorov na primárnej a sekundárnej strane, pričom budú porovnané rôzne tranzistory dostupné na trhu. Keďže práca sa zaoberá konvertorom, ktorý je plánované použiť v prístrojoch firmy Meatest, ich cena tvorí dôležitý faktor, ktorý bude porovnaný k ich stratovému výkonu. Z výpočtov stratových výkonov budú následne spočítané potrebné tepelné odpory chladičov, teplota chladičov a súčastok pri vybranom chladiči.

V topológii full bridge so spínaním ZVS je vhodné vyberať tranzistory s čo najnižšou hodnotou celkovej výstupnej kapacity  $C_{OSS}$ , keďže indukčnosti transformátora a cievky na primárnej strane musia byť dimenzované na uskladnenie dostatočnej energie pre ich nabíjanie a vybíjanie. Kapacita  $C_{OSS}$  je tvorená kapacitou medzi elektródami source a drain a kapacitou medzi elektródami gate a drain tranzistora mosfet. Taktiež je vhodné vyberať tranzistory s čo najnižšou hodnotou odporu v zapnutom stave  $R_{DS(on)}$ , keďže stratový výkon generovaný na tranzistore v zapnutom stave je priamo úmerný tejto hodnote. Tranzistory ďalej musia byť dimenzované na napätie medzi elektródami drain a source, teda na vstupné a výstupné napätia konvertora a na hodnotu prúdu nimi tečúcou. Tieto hodnoty boli vypočítané v kapitole 2.3. Hodnota celkového náboja elektródy gate  $Q_g$  a hodnota komutačného náboja integrovanej diódy tranzistora mosfet  $Q_{rr}$  majú vplyv nielen na straty, ale hlavne na generované elektromagnetické rušenie pri spínaní tranzistora [22]. Hodnota  $Q_g$  označuje celkový náboj, ktorý je potrebné dodať na hradlo gate tranzistora pre úplne zapnutie tranzistora, tento parameter ovplyvňuje rýchlosť akou je tranzistor možné zapnúť. Hodnota  $Q_{rr}$  je závislá na veľkosti prúdu diódou tranzistora mosfet v priepustnom smere a strmosťou poklesu tohto prúdu [22].

V každej z podkapitol bolo vybraných viacero variant tranzistorov v púzdre TO-220 s maximálnou hodnotou teploty prechodu  $150^{\circ}\text{C}$ , v tabuľkách sú uvedené ich parametre, ceny a všetky výpočty. Výpočty zaoberajúce sa chladením tranzistorov je možné vidieť v kapitole 2.4.3. Kompletnú verziu tabuliek pre výpočet stratového výkonu a chladenia tranzistorov je možné vidieť v prílohe G.

### 2.4.1 Výpočet stratového výkonu tranzistorov na primárnej strane

Parametre tranzistorov vybraných pre možné použitie na primárnej strane transformátora (Q1-Q4) je možné vidieť v Tab. 2.8. Tieto parametre budú použité pre výpočty popísané nižšie. Pôvodný tranzistor použitý v návrhu konvertora je tranzistor č.1. Číselné/farebné označenie tranzistorov odpovedá grafu na Obr. 2.9.

Tab. 2.8 : Parametre vybraných tranzistorov I.a [23]-[32]. Utajené.

Parametre tranzistorov											
Podmienky	T <sub>jmax</sub>	25°C	100°C	25°C	C <sub>oss</sub>		25°C				
Typ hodnoty	max	typ	max	typ		max	typ	typ	typ	typ	typ
Veľičina, jednotka	U <sub>DS</sub> [V]	I <sub>D</sub> [A]	R <sub>DS(on)</sub> [Ω]	U <sub>DS(COSS)</sub> [V]	Q <sub>g</sub> [C]	C <sub>oss</sub> [F]	Q <sub>rr</sub> [C]	T <sub>R</sub> [s]	T <sub>F</sub> [s]		
Tranzistor č.	1.										
	2.										
	3.										
	4.										
	5.										
	6.										
	7.										

8.												
9.												
10.												

Pracovné podmienky tranzistorov sú nasledovné : napätie medzi elektródami drain a source je rovné vstupnému napätiu konvertora ... V, typická hodnota budiaceho napätia medzi elektródami gate a source je 12 V, spínacia frekvencia je ... kHz a prúd tečúci elektródou drain v zapnutom stave je ... A (=  $I_{P(RMS)}$  vid'. Tab. 2.2).

Jednoduchým spôsobom porovnávania vlastností tranzistorov mosfet je veličina FOM (figure of merit), ktorá je výsledkom súčinu veličín  $R_{DS(on)}$  a  $Q_G$  [33] (v Tab. 2.9 násobná  $10^9$ ). Tento spôsob porovnávania berie do úvahy len dve zvyčajne najdôležitejšie veličiny pre výpočet stratového výkonu, ako ale bude ukázané ďalej pri presných výpočtoch stratového výkonu, tento spôsob porovnania je naozaj iba orientačný.

Strednú hodnotu kapacity  $C_{oss}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$C_{oss(AVG)} = C_{oss} \cdot \sqrt{\frac{U_{DSCoss}}{U_{IN(max)}}} \quad (2.28)$$

kde  $V_{DSCoss}$  je napätie medzi elektródou drain a source pri ktorom bola meraná kapacita  $C_{oss}$ . Stratový výkon jedného tranzistora je potom možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$P_{Q1-4} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} + 2 \cdot Q_G \cdot U_{GS} \cdot \frac{f_{sw}}{2} \quad (2.29)$$

kde  $I_D$  je hodnota prúdu tečúcou elektródou drain,  $Q_G$  je celkový náboj na hradle gate pre zapnutie tranzistora,  $U_{GS}$  je napätie medzi elektródami gate a source a  $f_{sw}$  spínacia frekvencia tranzistorov. Výsledky popísaných výpočtov sú uvedené spolu aj s cenou tranzistorov v Tab. 2.9.

Tab. 2.9 : Parametre vybraných tranzistorov I.b [23]-[32]. Utajené.

Tranzistor	FOM	Výpočet stratového výkonu			Cena		
					Mouser.com	Farnell.com	
				1 tranzistor	@100ks		
	FOM*(E+9)	$C_{oss\_AVG}$ [C]	$P_{Q1-4}$ [W]	[€]	[czk]	[czk]	
1.							
2.							
3.							
4.							
5.							
6.							
7.							
8.							
9.							
10.							

Na Obr. 2.9 je možné vidieť vzťah medzi stratovým výkonom a cenou jedného tranzistora pri odbere min 100ks z obchodu Mouser Electronics, cena je aktuálna k marcu 2016.

Obr. 2.9 : Cena vybraných tranzistorov pre Q1-Q4. Utajené.

Z grafu na Obr. 2.9 je možné vidieť, že výberom už len najlacnejšieho z tranzistorov je možné znížiť stratový výkon vznikajúci celkovo na štyroch tranzistorov o cca 8,5W, pri ušetrení cca 110 Kč za všetky štyri tranzistory. Ako tranzistor s dobrým pomerom cena a stratový výkon sa ukazuje tranzistor č.9, ktorý má podobnú cenu ako pôvodný tranzistor č. 1, ale vzniká na ňom podstatne menší stratový výkon, prípadne tranzistor č.10, ktorý je podľa výrobcu optimalizovaný pre použitie v topológiách half, full bridge, ZVS vid'. Obr. 2.10. Pre použitie do novej verzie prototypu konvertora bol nakoniec vybraný tranzistor č.9. Výberom tohto tranzistoru je možné znížiť stratový výkon všetkých štyroch tranzistorov na primárnej strane transformátora o cca o 14,5 W pri zachovaní podobnej ceny ako pri použití tranzistorov pôvodných.



Obr. 2.10 : Tranzistory mosfet firmy ST typu MDmesh 350-700V [34]

## 2.4.2 Výpočet stratového výkonu tranzistorov na sekundárnej strane

Parametre tranzistorov vybraných pre možné použitie na sekundárnej strane transformátora je možné vidieť v Tab. 2.10. Tieto parametre budú použité pre výpočty popísané nižšie. Pôvodný tranzistor použitý v návrhu konvertora je tranzistor č.1. Číselné/farebné označenie tranzistorov odpovedá grafu na Obr. 2.12.

Tab. 2.10 : Parametre vybraných tranzistorov II.a [35]-[44] . Utajené.

		Parametre tranzistorov						
Podmienky	Tjmax	25°C	100°C	25°C			@U <sub>DSoss</sub>	
Typ hodnoty	max	max	max	typ	typ			typ
Veličina, jednotka	U <sub>DS</sub> [V]	I <sub>D</sub> [A]	R <sub>DSon</sub> [Ω]	Q <sub>g</sub> [C]	U <sub>DSoss</sub> [V]	C <sub>oss</sub> [F]		
Tranzistor č.	1.							
	2.							
	3.							
	4.							
	5.							
	6.							
	7.							
	8.							
	9.							
	10.							

Pracovné podmienky tranzistorov sú nasledovné : napätie medzi elektródami drain a source, keď je tranzistor vo vypnutom stave, je možné vypočítať ako pomer maximálneho vstupného napätia a pomeru vinutí transformátora [15]:

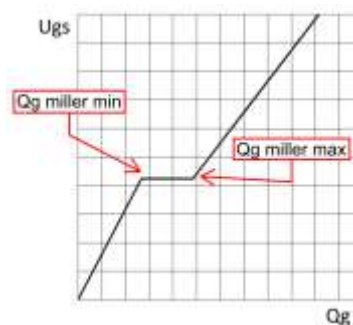
$$U_{DSQ} = \frac{U_{IN(max)}}{n} = \frac{410V}{21} = 19,52V \quad (2.30)$$

Typická hodnota budiaceho napätia medzi elektródami gate a source je 12 V, spínacia frekvencia  $f_{sw}$  je 200 kHz a prúd tečúci elektródou drain v zapnutom stave  $I_D$  odpovedá približne polovici efektívnej hodnoty prúdu sekundárnou stranou 17,98 A (=  $I_{S(RMS)}/2$  vid'. Tab. 2.2), keďže tranzistory na sekundárnej strane sú oproti doporučenému návrhu výrobcu zdvojené, zapojené paralelne. Budiče tranzistorov ADP3634 sú schopné dodávať špičkový prúd  $I_p$  o veľkosti 4 A [45].

Strednú hodnotu kapacity  $C_{oss}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$C_{OSS(AVG)} = C_{OSS} \cdot \sqrt{\frac{U_{DSQ}}{U_{DSCoss}}} \quad (2.31)$$

Z grafu závislosti napätia medzi elektródami gate a source na hodnote celkového náboja elektródy gate je odčítaná hodnota náboja pre začiatok a koniec roviny spôsobenej Millerovou kapacitou, vid' Obr. 2.11 [15].



Obr. 2.11 : Graf závislosti napätia  $U_{GS}$  na kapacite  $Q_G$



Odhadovanú dobu nábehu, dobehu (rise/fall time) tranzistorov je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$t_{R/F} = \frac{\Delta Q_{G\_Miller}}{\frac{I_P}{2}} \quad (2.32)$$

Straty na tranzistoroch Q5A-Q6B potom možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$P_{Q5A-6B} = I_{S(RMS)}^2 \cdot R_{DS(on)} + \frac{P_{OUT}}{U_{OUT}} \cdot U_{DSQ} (t_R + t_F) \frac{f_{SW}}{2} \quad (2.33)$$

$$+ 2 \cdot C_{oss(AVG)} \cdot U_{DSQ}^2 \cdot \frac{f_{SW}}{2} + 2 \cdot Q_G \cdot U_G \cdot \frac{f_{SW}}{2}$$

Výsledky popísaných výpočtov sú uvedené spolu aj s cenou tranzistorov v Tab. 2.11.

Tab. 2.11 : Parametre vybraných tranzistorov II.b [35]-[44] .

Tran- zistor		FOM	Výpočet stratového výkonu					Cena		
								Mouser	Farnell	
			max	min			1 tranzistor	@100ks		
		FOM*(E+9)	Q <sub>G_Miller</sub> [C]	t <sub>R/F</sub> [s]	C <sub>oss(AVG)</sub> [C]	P <sub>Q5A-6B</sub> [W]	€	[CZK]	[CZK]	
1.										
2.										
3.										
4.										
5.										
6.										
7.										
8.										
9.										
10.										

Na Obr. 2.12 je možné vidieť vzťah medzi stratovým výkonom a cenou jedného tranzistora pri odbere min 100ks v obchodoch Farnell a Mouser Electronics aktuálna k marcu 2016. V prípade tranzistorov na sekundárnej strane transformátora, teda pre tranzistory tvoriace synchronný usmerňovač je možné vidieť, že výberom najlacnejších tranzistorov je možné ušetriť pre všetky 4 tranzistory celkovo cca 40 Kč pri náraste stratového výkonu o cca 3,8W, prípadne výberom tranzistorov č.9 je možné znížiť stratový výkon celkovo o cca 2,8W pri cenovej úspore 23kč. Pre použitie do novej verzie prototypu konvertora bol nakoniec vybraný tranzistor č.9. Zhrnutie celkovej bilancie stratového výkonu a ceny tranzistorov na sekundárnej a primárnej strane transformátora po optimalizácii je možné vidieť na grafoch v kapitole 2.9.

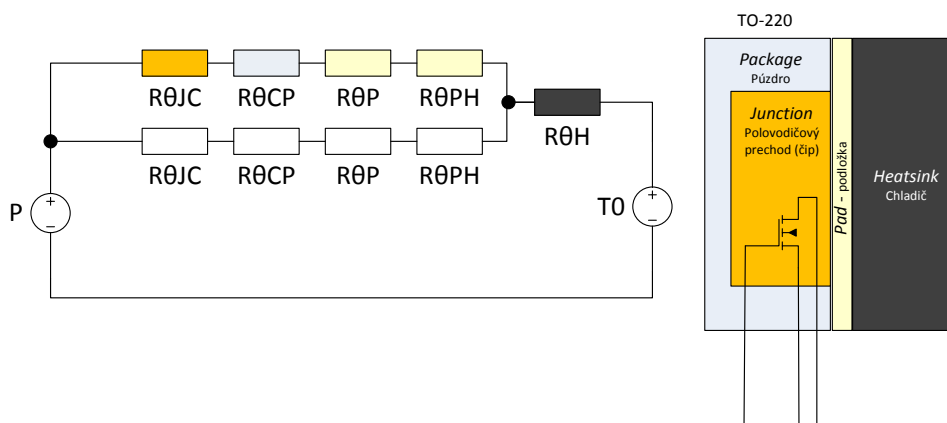
Obr. 2.12 : Cena vybraných tranzistorov pre Q5A-Q6B.

### 2.4.3 Výpočet teplôt a chladenia tranzistorov

V tejto kapitole budú vypočítané parametre chladičov tranzistorov Q1-Q4 na primárnej strane a Q5A-Q6B na sekundárnej strane konvertora. Celkový tepelný odpor sústavy podľa Obr. 2.13 je možné spočítať pomocou vzorca [46]:

$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{T_{J(max)} - T_0}{P} \quad (2.34)$$

Kde  $T_{J(max)}$  je maximálna teplota púzdra tranzistora,  $T_0 = 30^{\circ}\text{C}$  je teplota okolia, a  $P$  je stratový výkon. Na Obr. 2.13 je možné vidieť schému prestupu tepla z tranzistorov na chladič podľa analógie medzi elektrickým a tepelným odporom. V topológii plného mostu (full bridge) je vždy v zapnutom stave len polovica tranzistorov, preto sú pre zjednodušenie vo výpočtoch pre tranzistory na primárnej strane uvažované len 2 tranzistory, vid'. Obr. 2.13 [47]. Medzi chladičom a tranzistormi sa nachádza izolačná podložka (a izolačná priechodka), ktorej tepelný odpor je uvažovaný na  $0,07^{\circ}\text{C/W}$ .



Obr. 2.13 : Model chladiacej sústavy tranzistorov s tepelnými odpormi.

Pre tranzistory na sekundárnej strane Q5A-Q6B (tranzistory synchronného usmerňovača) platí, že stredný prúd nimi tečúci je možné vypočítať podľa vzorca [48] :

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT} \cdot D + \frac{I_{OUT}}{2} \cdot (1 - 2D) = \frac{1}{2} I_{OUT} \quad (2.35)$$

kde  $I_{OUT}$  je výstupný prúd konvertora a  $D$  strieda. Inak povedané, výstupný prúd konvertora do záťaže tečie vždy jednou z dvoch vetiev usmerňovača. Preto pre výpočty chladenia tranzistorov na sekundárnej strane boli taktiež uvažované 2 tranzistory, použité vzorce sú teda rovnaké ako pri tranzistoroch na primárnej strane.

Všeobecný vzorec (2.34) je možné upraviť podľa schémy na Obr. 2.13 do tvaru :

$$\frac{R_{\theta JC}}{2} + \frac{R_{\theta CP}}{2} + \frac{R_{\theta C}}{2} + \frac{R_{\theta PH}}{2} + R_{\theta H} = \frac{T_{J(max)} - T_0}{2 \cdot P_Q} \quad (2.36)$$

Ďalšou úpravou vzorec prechádza do finálneho tvaru :

$$R_{\theta H} = \frac{T_{J(max)} - T_0}{2 \cdot P_Q} - \frac{R_{\theta JC}}{2} - \frac{R_{\theta CP}}{2} - \frac{R_{\theta C}}{2} - \frac{R_{\theta PH}}{2} \quad (2.37)$$

Teplotu chladiča  $T_H$  je možné vypočítať podľa vzorca [46]:

$$T_H = T_0 + R_{\theta H} \cdot 2 \cdot P_Q \quad (2.38)$$

Teplotu tranzistora na chladiči je možné vypočítať podľa vzorca [47]:

$$T_J = T_H + \frac{1}{2} (R_{\theta JC} + 2R_{\theta CP} + 2R_{\theta P}) \cdot P_Q \quad (2.39)$$

Výsledky výpočtov je možné vidieť v Tab. 2.12, Tab. 2.13 a na Obr. 2.14, Obr. 2.16. Číselné a farebné označenie tranzistorov odpovedá kapitole 2.4.1 a 2.4.2.

Tab. 2.12 : Výpočet chladenia, tranzistory Q1-Q4. Utajené.

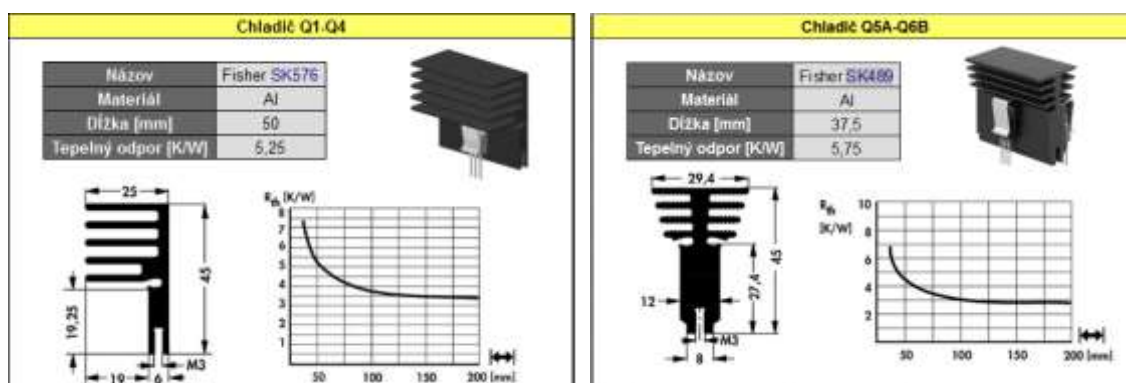
Tepelný Odpor						Teplota			
Čip ↓ Púzdro	Púzdro ↓ Podložka	Podložka	Podložka ↓ chladič	Chladič (max)	Vybraný chladič	Chladič	Prechod (max)	Tranzistor	
R <sub>θJC</sub> [°C/W]	R <sub>θCP</sub> [°C/W]	R <sub>θP</sub> [°C/W]	R <sub>θPH</sub> [°C/W]	R <sub>θH1</sub> [°C/W]	R <sub>θH2</sub> [°C/W]	T <sub>H</sub> [°C]	T <sub>J</sub> [°C]	T <sub>J</sub> [°C]	
									1.
									2.
									3.
									4.
									5.
									6.
									7.
									8.
									9.
									10.

Tab. 2.13 : Výpočet chladenia, tranzistory Q5A-Q6B. Utajené.

Tepelný Odpor						Teplota súčiastky			
Čip ↓ Púzdro	Púzdro ↓ Pod- ložka	Podložka	Podložka ↓ chla- dič	Chladič (max)	Vybraný chlad.	Chla- diča	Pre- (max)	Sú- čiastky	
R <sub>θJC</sub> [°C/W]	R <sub>θCP</sub> [°C/W]	R <sub>θP</sub>	R <sub>θPH</sub> [°C/W]	R <sub>θH1</sub>	R <sub>θH2</sub> [°C/W]	T <sub>H</sub> [°C]	T <sub>J</sub> [°C]	T <sub>J</sub> [°C]	
									1.
									2.
									3.
									4.
									5.
									6.
									7.
									8.
									9.
									10.

Obr. 2.14 : Graf závislosti teploty tranzistora pri maximálnom výstup výkone konvertora na tepelnom odpore chladiča pre tranzistory na primárnej strane Q1-Q4. Utajené.

Obr. 2.16 : Graf závislosti teploty tranzistora pri maximálnom výstup výkone konvertora na tepelnom odpore chladiča pre tranzistory na sekundárnej strane Q5A-Q6B. Utajené.



Obr. 2.15 : Parametre vybraných chladičov

Pôvodný prototyp obsahuje na primárnej strane ako chladič tranzistorov Q1-Q4 hliníkový blok o dĺžke 53 mm a šírke 10 mm a tepelnom odpore 20 °C/W, na sekundárnej strane individuálne chladiče pre tranzistory Q5A-Q6B o tepelnom odpore 22 °C/W [50]. Tieto chladiče by ale boli nedostatočné na spoľahlivý odvod tepla z tranzistorov pri maximálnom výstupnom výkone konvertora, čo je možné vidieť aj na Obr. 2.14 a Obr. 2.16. Preto tieto chladiče boli nahradené chladičmi firmy Fisher s parametrami vid'. Obr. 2.15 [49][51] . Ich rozmiestnenie na DPS bude popísané v kapitole 2.7. Ich hodnoty tepelných odporov boli použité na výpočet teploty chladičov a tranzistorov v Tab. 2.12 a Tab. 2.13, kde je možné vidieť pomerne veľkú teplotnú rezervu od maximálnej teploty tranzistorov, takže aj napriek zjednodušeniam vo výpočtoch by malo byť chladenie tranzistorov dostatočné.

## 2.5 Optimalizácia kondenzátorov na vstupe konvertora

Vstupné napätie konvertora, typicky 400 VDC z DPS obvodu PFC konvertora je privedené najprv na poistku, potom na kondenzátor na vstupe. Rezonančný kmitočet LC článku tvoreného cievkou  $L_s$ , a strednou výstupnou kapacitou tranzistorov jednej vetvy plného mostu (vypočítaná postupom popísaným v kapitole 2.4.2 pre tranzistor č.9 z Tab. 2.8 je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$f_R = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot 2 \cdot C_{OSSQA_{AVG}}}} \quad (2.40)$$

Približný čas oneskorenia je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$t_{DELAY} = \frac{2}{f_R \cdot 4} \quad (2.41)$$

Hodnotu limitácie maximálnej hodnoty striedy je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$D_{CLAMP} = \left( \frac{1}{2 \cdot f_{SW}} - t_{DELAY} \right) \cdot 2 \cdot f_{SW} \quad (2.42)$$

Kde  $f_{sw}$  je frekvencia spínania konvertora. Minimálnu hodnotu vstupného napätia, pri ktorej je konvertor schopný regulovať (maximálnu) hodnotu výstupného napätia je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$V_{DROP} = \left( \frac{2 \cdot D_{CLAMP} \cdot V_{RDSO} \cdot n \cdot (V_{OUT} + V_{RDSO})}{D_{CLAMP}} \right) \quad (2.43)$$

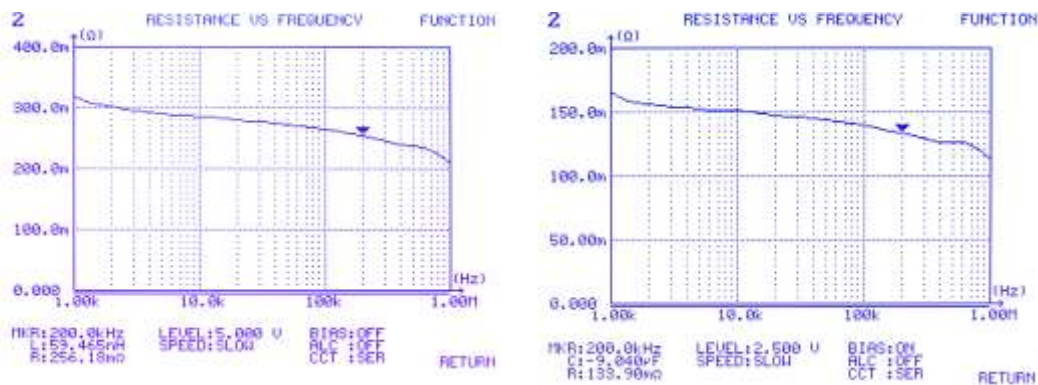
kde  $V_{RDSO}$  je hodnota z Tab. 2.1 a  $n$  hodnota z Tab. 2.2. Potom je možné kapacitu kondenzátora na vstupe vypočítať podľa vzorca [15]:

$$C_{IN} = \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot \frac{1}{50}}{(V_{IN}^2 - V_{DROP}^2)} \quad (2.44)$$

kde sú dosadzované veličiny z Tab. 2.1 a Tab. 2.2. Efektívnu hodnotu prúdu tečúcim kondenzátorom je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$I_{CIN} = \sqrt{I_{P1}^2 - \left( \frac{P_{OUT}}{V_{IN(min)} \cdot n} \right)^2} \quad (2.45)$$

kde sú taktiež dosadzované veličiny z Tab. 2.1 a Tab. 2.2. Z ponuky dodávateľov (Farnell, Mouser Electronics, TME) bolo vybraných 7 kondenzátorov vhodných pre použitie ako vstupný kondenzátor. Keďže v katalógových listoch nebolo uvedená typická hodnota ESR kondenzátorov, bol ekvivalentný sériový odpor zmeraný pre pôvodný kondenzátor (č.1) a vybraný kondenzátor (č.6) prístrojom Wayne Kerr Precision Component Analyzer 6440B. Namerané hodnoty je možné vidieť v Tab. 2.14, nameranú závislosť ESR na frekvencii je možno vidieť na obrázku Obr. 2.17.



Obr. 2.17 : Závislosť ESR vstupného kondenzátora na frekvencií. Naľavo pôvodný  $C_{in}$  č.1, napravo nový vybraný  $C_{in}$  č.6

Tab. 2.14 : Meranie ESR  $C_{in}$

Meriaci prístroj		Wayne Kerr Precision Component Analyzer 6440B			
Podmienky		[27.4.2016] [16:00] [22,1°C]			
Frekvencia		f	kHz	100	200
Cin č. 6.	Ekv.sériový odpor	ESR	mΩ	140,5	133,9
Cin č.1				267,24	256,58

Stratový výkon na vstupnom kondenzátore je možné potom vypočítať podľa [15] ako:

$$P_{CIN} = I_{CIN}^2 \cdot ESR_{CIN} \quad (2.46)$$

Vypočítané parametre vstupného kondenzátora je možné vidieť v Tab. 2.15, kde je možné taktiež vidieť, že nový vybraný kondenzátor má približne polovičnú hodnotu ESR, vďaka ktorej na ňom vzniká podstatne menší stratový výkon. Kondenzátory vybrané z ponuky dodávateľov a ich parametre je možné vidieť v Tab. 2.16.

Tab. 2.15 : Požadované parametre kondenzátora  $C_{in}$

Veličina		Jednotka	min	typ	max
Doba oneskorenia	$t_{DELAY}$	s		1,62E-08	
Duty cycle clamp	$D_{CLAMP}$	-		99,999350	
Vstupné nap. pre reguláciu výst.	$V_{DROP}$	V	3,19		
Kapacita kondenzátora	$C_{INMIN}$	μF	157,8		
VF prúd kondenzátorom	$I_{CIN}$	A (RMS)	2,63		
Kondenzátor číslo 1					
ESR kondenzátora	$ESR_{CIN}$	mΩ		256,58	
Stratový výkon kondenzátora	$P_{CIN}$	mW		1777,5	
Kondenzátor číslo 6					
ESR kondenzátora	$ESR_{CIN}$	mΩ		133,9	
Stratový výkon kondenzátora	$P_{CIN}$	mW		927,6	

Z ponuky dodávateľov boli vybrané kondenzátory s pracovným napätím minimálne 400 V, vypočítaná minimálna kapacita kondenzátora bola zväčšená a zaokrúhlená na 180  $\mu\text{F}$ . Kondenzátory boli vybrané aj vzhľadom na ich maximálne prúdové zvlnenie  $I_R$  pre zachovanie danej životnosti kondenzátora, ktoré by malo približne odpovedať hodnote vypočítanej v Tab. 2.15. Rozmery nových kondenzátorov boli zvolené podobné ako pôvodného kondenzátoru, rozteč vývodov je 7,5 mm, priemer 18 mm a výška podľa kondenzátora od 35,5 mm do 50 mm vzhľadom na výšku ostatných súčiastok na DPS. Cena kondenzátorov je aktuálna k marcu 2016. Z parametrov kondenzátorov v Tab. 2.16 bol vykreslený graf, a to závislosť maximálneho prípustného zvlnenia na cene za 1  $\mu\text{F}$ .

Tab. 2.16 : Parametre vybraných kondenzátorov pre  $C_{in}$  [52]-[55].. Utajené..

Veličina	Kondenzátor	Výrobca	Kapa cita	Pracovné nap.	$I_R$ @f=100kHz	Životnosť @105°	Rozmery			Cena @ 100ks	Cena za 1 $\mu\text{F}$
			$C_{in}$	$U_{prac}$			$\phi$	h	d	Jedn.	
Jednotka			[ $\mu\text{F}$ ]	[V]	[A]	[h]*103	[mm]			[CZK]	[CZK/ $\mu\text{F}$ ]
Kondenzátor č. :	1.										
	2.										
	3.										
	4.										
	5.										
	6.										
	7.										

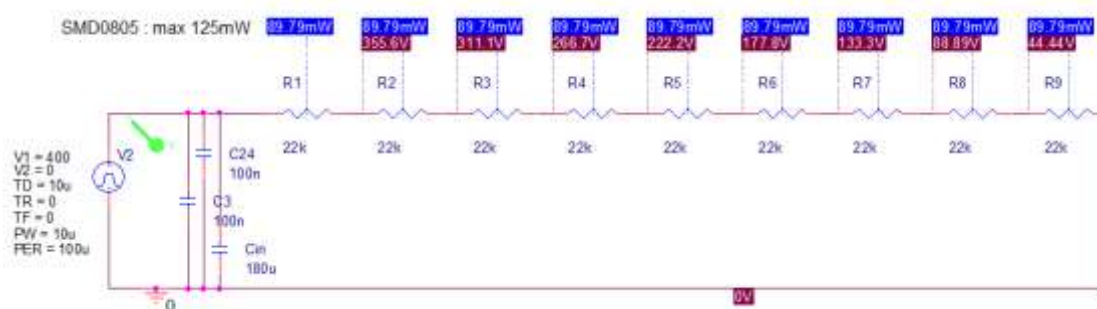
Obr. 2.18 : Závislosť maximálneho prípustného prúdového zvlnenia na cene za 1 $\mu\text{F}$ . Utajené.

Ako bolo uvedené vyššie, vybraný bol kondenzátor č.6, ale to skôr kvôli jeho aktuálnej dobrej dostupnosti a zjednotení objednávok súčiastok od jedného dodávateľa. Ako kondenzátory s dobrou cenou za dané parametre sa javia aj kondenzátory č.2 a č.4, ich ESR ale nie je udávané a nebolo ani možné ho zmerať kvôli fyzickej nedostupnosti. Kondenzátor  $C_{in}$  je na DPS doplnený dvomi keramickými kondenzátormi 100nF/ 500V, ktoré ďalej minimalizujú hodnotu ESR.

### 2.5.1 Návrh vybíjania kondenzátorov na výstupe

V programe Orcad Pspice boli overené výkonové straty na batérii rezistorov zaistujúcich vybíjanie kondenzátoru na vstupe konvertora (najmä po vypnutí konvertora z bezpečnostných dôvodov). Zo simulácie, ktorej výsledok je možné vidieť na Obr. 2.19 je zrejmé, že výkonová strata neprekračuje maximálnu možnú stratu na puzdre typu 0805, ktorý činí 125 mW. Taktiež je zrejmé že rozdiel napätí medzi vývodmi rezistorov je menší než menovité pracovné napätie rezistorov v púzdre 0805, ktoré činí 50V.





Obr. 2.19 : Simulácia systému vybíjania kondenzátorov

## 2.6 Optimalizácia kondenzátorov na výstupe

Kondenzátor pripojený paralelne k výstupu konvertora spolu s cievkou tvoria filter typu dolná prepust', ktorá filtruje výstupné napätie konvertora. Tieto prvky je možné vidieť na Obr. 1.19, návrh cievok bol popísaný v kapitole 2.3. Parametre kondenzátora, prípadne viacerých paralelne spojených kondenzátorov na výstupe, ovplyvňujú parametre konvertora a to najmä zvlnenie výstupného napätia, a jeho účinnosť [6]. Väčšina zvlnenia napätia na výstupe je spôsobená ekvivalentným sériovým odporom kondenzátorov (ďalej ESR)[14]. Cez kondenzátory na výstupe tečie výstupný prúd konvertora. Stratový výkon na kondenzátore je úmerný tomuto prúdu a jeho ESR, tento stratový výkon má taktiež vplyv na účinnosť konvertora. Ak je hodnota prúdu pretekajúceho kondenzátorom dlhodobo vyššia než hodnota prúdového zvlnenia  $I_R$  daného výrobcom, môže dôjsť k zlyhaniu kondenzátora.

V Tab. 2.17 je možné vidieť v hornej časti hodnoty parametrov konvertora potrebných pre výpočet potrebných parametrov kondenzátorov, ktoré sú ďalej zvolené podľa prieskumu trhu a to od dodávateľských spoločností Farnell, Mouser a TME vzhľadom na ich parametre a ich cenu. V Tab. 2.18 sú uvedené parametre týchto vybraných kondenzátorov podľa ich katalógových listov a aktuálnej ceny v Kč aktuálnej k máju 2016. Všetky výpočty parametrov budú popísané v nasledujúcich odstavcoch.

Tab. 2.17 : Parametre konvertora a kondenzátorov na výstupe.

Parametre konvertora		Jednotka	min	typ	max
Povolená napäťová špička	$U_{TRAN}$	V			0,3
Čas zmeny 90% prúdu cievkou	$t_{HU}$	$\mu s$		7,559	
Veličina výstupných kondenzátorov		Jednotka	min	typ	max
Celkové ESR	$ESR_{COUT}$	m $\Omega$			6
Celková kapacita	$C_{OUT}$	mF	11338		
Prúd kondenzátormi	$I_{COUT}$	A (RMS)		5,774	
Maximálna výška		mm			40

$U_{TRAN}$  označuje povolenú hodnotu prekmitu výstupného napätia, ktorej maximálna hodnota bola zvolená na 0,3V. Čas, ktorý trvá cievke na výstupe zmenšiť ňou tečúci maximálny prúd konvertora o 90% je označený ako  $t_{HU}$ . Čas  $t_{HU}$  je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$t_{HU} = \frac{\frac{L_{OUT} \cdot P_{OUT}^{0,9}}{V_{OUT}}}{V_{OUT}} \quad (2.47)$$

kde  $L_{OUT}$  je indukčnosť cievky na výstupe a  $P_{OUT}$  a  $V_{OUT}$  výstupné napätie a výkon.

Maximálne celkové ESR kombinácie kondenzátorov musí byť menšie než hodnota vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$ESR_{COUT} = \frac{\frac{V_{TRAN} \cdot 0,9}{P_{OUT} \cdot 0,9}}{V_{OUT}} \quad (2.48)$$

Minimálna celková kapacita kondenzátorov musí väčšia ako hodnota vypočítaná podľa vzorca [15]:

$$C_{COUT} = \frac{\frac{P_{OUT} \cdot 0,9 \cdot t_{HU}}{V_{OUT}}}{V_{TRAN} \cdot 0,1} \quad (2.49)$$

Efektívnu hodnotu prúdu kondenzátormi je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$I_{COUT} = \frac{\Delta I_{LOUT}}{\sqrt{3}} \quad (2.50)$$

kde  $\Delta I_{LOUT}$  je hodnota vypočítaná v kapitole 2.3.

V Tab. 2.18 sú uvedené parametre pôvodne použitého kondenzátora (číslo 1) a piatich nových vybraných kondenzátorov, ktoré splňujú vyššie vypočítané parametre uvedené v Tab. 2.17. V tabuľke sú uvedené kapacity jednotlivých kondenzátorov  $C$  a kombinácie  $n$  kondenzátorov  $C_{OUT}$  pre dosiahnutie minimálnej hodnoty z Tab. 2.17. Hodnota kapacity bola však pre lepšiu filtráciu výstupného napätia zvolená väčšia a to na hodnotu okolo 11 mF, podľa ktorej bol zvolený počet použitých kondenzátorov  $n$ . ESR je taktiež uvedené jednotlivé podľa katalógových listov a celkové pre kombináciu kondenzátorov, ktoré je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

$$ESR_{celkové} = \frac{ESR_{jednotlivé}}{n} \quad (2.51)$$

Ďalej je uvedená hodnota maximálneho dlhodobého prípustného prúdového zvlnenia  $I_R$  podľa katalógových listov kondenzátorov. Ďalej bol vypočítaný stratový výkon na kondenzátoroch podľa vzorca [15]:

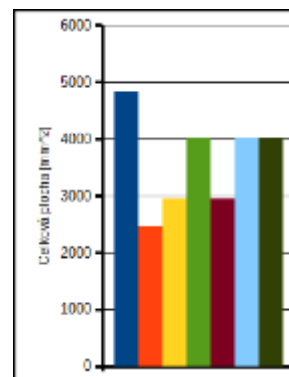
$$P_{COUT} = I_{COUT}^2 \cdot ESR_{celkové} \quad (2.52)$$

Ďalej boli zistené rozmery, z ktorých hlavne výška by mala mať maximálne cca 40mm, a bola z nich vypočítaná jednotlivá a celková plocha všetkých kondenzátorov, ktorú budú zaberat na DPS. V posledných dvoch stĺpcoch je uvedená cena kondenzátorov.

Tab. 2.18 : Parametre vybraných kondenzátorov  $C_{out}$  [56]-[61]. Utajené.

Kondenzátor	n	Kapacita		ESR @ 100kHz		Stratový výkon		Životnosť @105°	Rozmery		Plocha		Cena @ 100ks	
		C	C <sub>OUT</sub>	Jedn.	Celk.	I <sub>R</sub>	P <sub>COUT</sub>		ø	h	Jedn.	Celk.	Jedn.	Celk.
		-	[mF]		[mΩ]	[A]	[mW]		[h]*103	[mm]		[mm <sup>2</sup> ]		[CZK]
1.														
2.														
3.														
4.														
5.														
6.														
7.														

Na Obr. 2.20 a Obr. 2.21 je možné vidieť porovnanie celkového ESR kombinácie kondenzátorov a ich hodnoty priemeru životnosti k ich celkovej cene, ideálne sú teda kondenzátory umiestnené čo najbližšie prieniku osí X a Y. Ako dobrou voľbou sa javí viacero kondenzátorov, vzhľadom ale na potrebnú vysokú spoľahlivosť a životnosť kondenzátorov sa javí ako najvhodnejšie použitie kondenzátorov od firmy Panasonic. Ušetrením plochy na DPS je možné použitie väčšieho počtu kondenzátorov na výstupe pre lepšiu filtráciu (menšie zvlnenie) výstupného napätia, prípadne pre uvoľnenie miesta na iné účely, napríklad pre použitie väčšieho chladiča s menším tepelným odporom pre tranzistory. DPS po úprave umožňuje montáž až 7 kusov kondenzátorov, celková kapacita vybraných kondenzátorov č.2 preto výrazne prevyšuje minimálnu hodnotu kapacity na výstupe kondenzátora čo zlepšuje filtráciu napätia na výstupe. Pre ďalšie zníženie ESR a pre lepšiu filtráciu napätia na výstupe sú elektrolytické kondenzátory doplnené keramickými kondenzátormi o hodnotách 10  $\mu$ F a 100 nF, ktoré je možné vidieť napríklad na celkovej schéme v prílohe A.



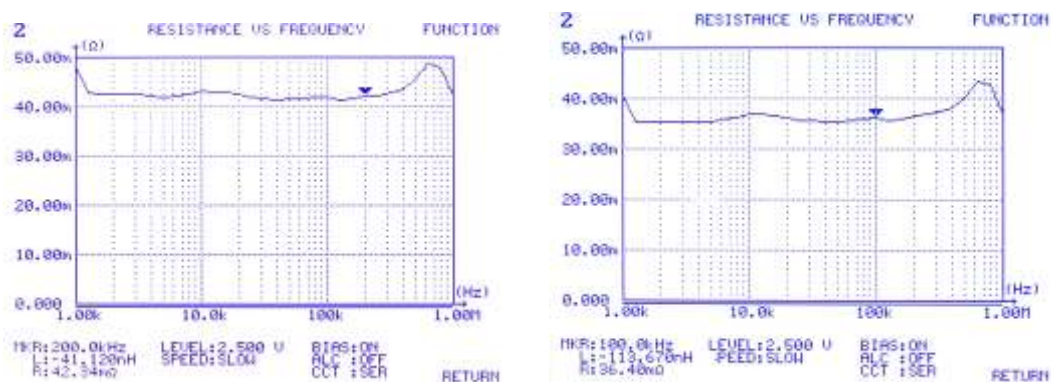
Obr. 2.20 : Vľavo: Graf závislosti celkového ESR kombinácie kondenzátorov na ich celkovej cene. Vpravo: Graf potrebnej celkovej plochy na dosiahnutie celkovej kapacity cca 11 mF. Utajené.

Obr. 2.21 : Graf závislosti priemernej hodnoty životnosti kondenzátorov na ich celkovej cene

Podobne ako pri kondenzátore  $C_{in}$ , ktorého návrhom sa zaoberá kapitola 2.5, bolo na pôvodnom (č.1) a vybranom kondenzátore (č.2)  $C_{out}$  zmeraná hodnota ESR v závislosti na frekvencií. Namerané hodnoty sú uvedené v Tab. 2.19, grafy závislosti ESR na frekvencií je možno vidieť na Obr. 2.22. Stratový výkon už nebol prepočítavaný pre zmerané hodnoty, pretože boli podobné ako hodnoty udávané výrobcami. Vzhľadom na nízku hodnotu ESR týchto kondenzátorov je možné na Obr. 2.22 vidieť, že vzhľadom na podobnosť tvaru frekvenčných charakteristík ESR pôvodného a nového kondenzátora pravdepodobne dochádza k skresľovaniu merania vodičmi použitými pre meranie.

Tab. 2.19 : Meranie ESR kondenzátora  $C_{out}$

Meriaci prístroj		Wayne Kerr Precision Component Analyzer 6440B			
Podmienky		[27.4.2016] [16:00] [22,1°C]			
Frekvencia		f	kHz	100	200
Cout č.2	Ekv.sériový odpor	ESR	mΩ	36,4	36,84
Cout č.1				42,14	42,34



Obr. 2.22 : Závislosť ESR výstupného kondenzátora na frekvencií. Naľavo pôvodný  $C_{out}$  č.1, napravo nový vybraný  $C_{out}$  č.2

## 2.7 Optimalizácia DPS

V tejto kapitole sú popísané optimalizácie DPS. Konvertor sa skladá z dvoch DPS, a to hlavnej DPS (SMSP\_DCDC\_PWR) a dcérskej DPS (SMPS\_DCDC\_CTRL) s riadiacim obvodom UCC29050. Dcérska DPS je upevnená pomocou konektora v smere kolmom na rovinu hlavnej DPS. Popis zapojenia je možné vidieť v kapitole 2.1, blokovú schému zapojenia je možné vidieť na Obr. 4.12, podklady k návrhom je možné vidieť v prílohách práce. Pôvodný a optimalizovaný návrh DPS je možné vidieť na Obr. 2.23 a Obr. 2.24.

*Obr. 2.23 : Pôvodný návrh DPS. Utajené.*

*Obr. 2.24 : Optimalizovaný návrh DPS. Utajené.*

### 2.7.1 Hlavná DPS: Primárna strana transformátora

Na ľavej strane DPS bol jednoduchý hliníkový blok chladiča o tepelnom odpore cca 20 K/W nahradený chladičom Fisher SK576 s rebrovaním, o dĺžke 50mm a tepelnom odpore 5,25 K/W [51]. Keďže v mieste styku s tranzistormi (základňa chladiča) je tento chladič podstatne tenší, tranzistory mohli byť posunuté bližšie k transformátoru TR1, čím boli skrátené všetky cesty k nim a od nich vedúce na DPS.

### 2.7.2 Hlavná DPS: Sekundárna strana transformátora

Vďaka výberu nových kondenzátorov s menším priemerom a teda menšou celkovou plochou zaberajúcou na DPS, vid' predchádzajúca kapitola, bolo možné zmeniť zoskupenie súčiastok na pravej strane DPS (sekundárna strana transformátora). Púzdra kondenzátorov boli zmenené za nové, vytvorené v programe Eagle, kondenzátory boli presunuté bližšie k sebe. Tým bolo uvoľnené viac miesta v pravej dolnej časti DPS, ktorá bola použitá na umiestnenie chladiča Fisher SK489 o dĺžke 37,5mm a tepelnom odpore 5,75 K/W [49] s menším tepelným odporom oproti pôvodným malým individuálnym chladičom s tepelným odporom 22 K/W [50], vid' kapitola 2.4.3. Modely chladičov boli vytvorené v programe Eagle a dosadené na patričné miesta na DPS. Optimalizáciou a použitím kondenzátorov s menšími rozmermi sa okrem získania viac priestoru na chladič oproti pôvodnému návrhu získal aj priestor na osadenie ďalších dvoch kondenzátorov.

### 2.7.3 Hlavná DPS: Zoznam ďalších zmien

V Tab. 2.20 je možné vidieť popis ďalších zmien DPS.

Tab. 2.20 : Zoznam ďalších zmien DPS. Čiastočne utajené.

Kondenzátor C4 (Cin) posunutý nižšie pre lepší prístup ku konektoru na vstupné napätie 400V. Pridaný druhý keramický kondenzátor 100n 500V k ku kondenzátoru C4 (Cin)	
Nový menší konektor pre 15V napájanie primárnej časti – budičov.	
Nová SMD LED v púzde 0805.	
Pridaný elektrolytický kondenzátor 100uF 35V na vetvu 15V napájania primárnej časti na základe experimentov z ožiovania – rušenie zo zdroja spôsobovalo prepínanie relé v laboratórnom zdroji.	
Zväčšenie plochy polygónov pre ich lepšie chladenie, dosadenie nových tranzistorov, chladiča, zmena polohy miesta pre prípadnú montáž cievky Ls. Minimalizácia počtu pokovených otvorov pod chladičom.	
Zväčšenie plochy polygónu pre chladenie regulátora 7805. Testovacie body napätí.	
Nový model dcérskej dosky s riadiacim obvodom (SMPS_DCDC_CTRL), doska	

otočená do opačnej strany.	
Zmenené hodnoty odporov okolo optočlenov, pri oživovaní s pôvodnými hodnotami nefunkčná synchronizácia riadiaceho obvodu.	
Budiaca časť pre sekundárnu stranu optimalizovaná pre minimalizáciu dĺžky ciest.	
Na niektorých miestach nové nížkošumové rezistory 0207 MELF použité aj v iných prístrojoch firmy.	
Nové tranzistory, chladič. Reorganizácia menších SMD súčiastok. Pridaná plocha pre voliteľné osadenie predzáťaže 180Ω/5W pre zlepšenie stability konvertora v režime regulácie pri vypnutí záťaže.	
Reorganizácia montážnych dier pre výstup konvertora. Nové elektrolytické kondenzátory (Cout) s malým priemerom. Diera pre skrutku na upevnenie DPS presunutá zo strany na roh DPS.	
Nové kondenzátory 100n 35V paralelne k elektrolytickým kondenzátorom pre zníženie ESR.	

### 2.7.1 Riadiaca DPS

Dcérska DPS pre riadiaci obvod bola vytvorená v programe Eagle nanovo podľa doporučení [15] pre optimalizáciu najmä z hľadiska rušenia a EMC. Pôvodnú a novú verziu je možné vidieť na Obr. 2.25.

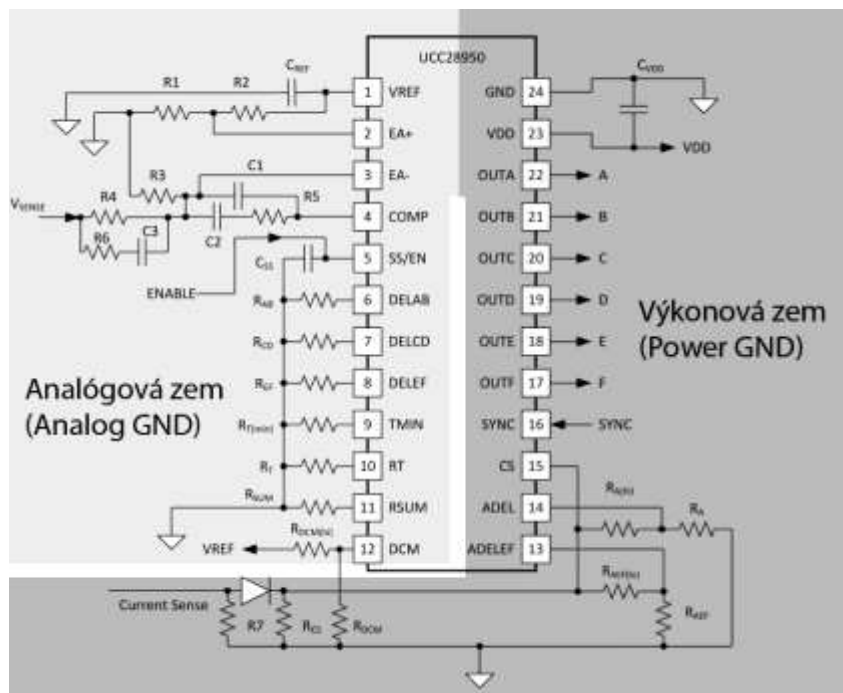
*Obr. 2.25 : Úpravy dcérskej DPS (SMPS\_DCDC\_CTRL) : Napravo nová optimalizovaná verzia. Utajené.*

Zeme boli rozdelené podľa doporučení výrobcu riadiaceho obvodu UCC28950 na analógovú a výkonovú, vid' obrázky Obr. 2.26 a Obr. 2.27 pomocou obrazca vo vrstvách *trestrict* a *brestrict* v programe Eagle. Taktiež bolo umožnené použiť doplnkové tienenie od firmy Laird typu BMI-S-203 pre povrchovú montáž, ktoré zamedzuje hlavne prenikaniu rušenia do riadiaceho obvodu, vyznačuje sa jednoduchou montážou spájkovaním na DPS a nízkou cenou. Kryt sa skladá z 2 dielov: BMI-S-203-F rám (frame) s montážou na DPS a BMI-S-203-C kryt rámu (cover), vrchnú časť je možné demontovať napríklad v prípade opravy. Jeho model bol vytvorený v programe Eagle a dosadený na požadované miesto obvodu.

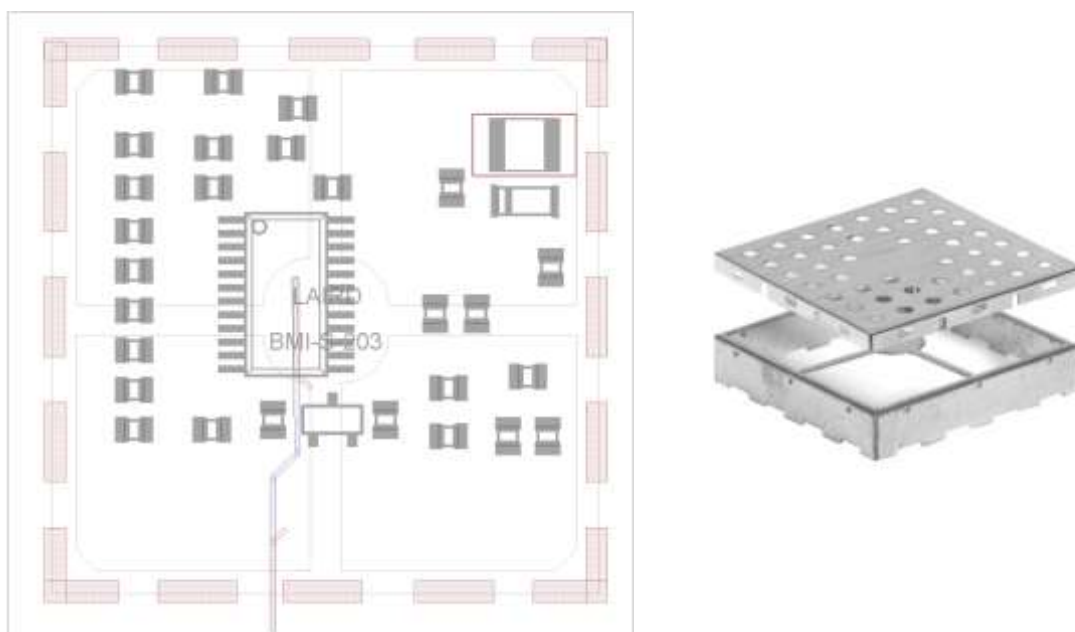
Na hlavnej DPS bol konektor pre dcérsku DPS posunutý bližšie smerom k transformátoru, čo skrátilo cesty od riadiaceho obvodu k budičom tranzistorov. Prípadnému prieniku rušenia do obvodu zamedzuje vyššie spomínané rozdelenie zemí, doplnkové tienenie a obrazec (rámik) na okraji DPS spojený so zemou nazývaný v literatúre aj guard ring.

SMD súčiastky boli presunuté oproti pôvodnému návrhu iba na jednu stranu dosky (vrchnú stranu súčiastok - TOP). Vývodový THT konektor bol presunutý na druhú stranu dosky (spodnú stranu – BOTTOM). Súčiastky boli, pokiaľ to bolo možné, vycentrované a posunuté bližšie k sebe. Táto úprava zjednodušuje a zlacňuje montáž súčiastok na DPS. Kompletne predlohy pre výrobu DPS je možné vidieť v prílohe A.





Obr. 2.26 : Rozdelenie zemí pri riadiacom obvode UCC28950 [15]..



Obr. 2.27 : Reálne rozdelenie zemí pomocou vrstiev t/b restrict (dolná stredná časť púzdra – dolný okraj DPS) v programe Eagle. Detail prídavného tienenia Laird BMI-S-203 [62].

## 2.7.2 Výroba DPS

Z hľadiska časovej úspory a problémami pri oživovaní popísanými v kapitole 4 bolo rozhodnuté zadať výrobu novej verzie DPS iba pre hlavnú DPS konvertora. DPS bola vyrobená firmou Gatema s.r.o., špecifikácie výroby je možné vidieť v Tab. 2.21, cena výroby DPS je 1046,3 Kč bez DPH. Doska je vyrobená z materiálu FR4, hrúbka medi 35µm, na doske je zelená nepájivá maska s bielou servisnou potlačou. DPS je dvojvrstvová, minimálna šírka spoja a minimálna šírka medzier medzi spojmi je 0,2mm. Fotku dokončenej, neosadenej DPS je možné vidieť na

Tab. 2.21 : Parametre DPS

Typ desky	Základní materiál (výchozí)	Povrchová úprava	
Oboustranný	FR4 1,5 mm 35/35 µm Cu	Bezolovnatý hal	
Otvory	Rozměr jednoho kusu (mm)	Nepájivá maska, síťotisk	
Typ otvorů: Výsledně	155,00 x 90,00	Maska	
	Výsledné formátování	Součástky: Zelená	
	Na jednotlivé kusy	Spoje: Zelená	
		Potisk	
Konstrukční třída 5 Minimální šířka spoje, izolační mezery 0,200 Násobnost výrobního přířezu	Drážkování: Ne	Součástky: Bílá	
		Spoje: Ne	
		Jiný síťotisk	
		Snímatelný lak: Ne	
		Uhlíková vrstva: Ne	
		Testování: Elektrický test	
Doplňující údaje			
Zaplnění otvorů: Ne	Měřítko presfitt: Ne	Kontrolní výbrus: Ne	Zahloubení otvorů: Ne
Přerušená drážka: Ne	Dovrtání: Ne	Sražení hran: Ne	Hloubková fréza: Ne
Pokovené půldíry: Ne	Pokovené hrany: Ne	X-out nepovolený: Ne	Frézování před prokovem: Ne

Obr. 2.28 : Hotová, neosadená hlavná DPS konvertora po optimalizácii (strana súčiastok).  
Utajené.

## 2.8 Doplnkové tienenie konvertora

V tejto kapitole je popísaná výroba doplnkového krytu pre zníženie miery rušenia prenikajúcej von z DPS konvertora vyrobenej pomocou laminácie papierovej izolácie obalenej tieniacou fóliou. Tento kryt je inšpirovaný riešením v niektorých prístrojoch firmy Chroma, kde je v samozrejme trochu profesionálnejšom vyhotovení často používaná nielen ako tienenie, ale aj ako doplnkový izolačný kryt proti dotyku nebezpečných živých častí. Tento kryt nezasahuje z veľkej časti do rebrovania chladičov, preto významnou mierou neohrozuje chladenie tranzistorov. Pre zlepšenie chladenia transformátora a cievky na výstupe konvertora môže byť kryt doplnený otvormi pre zlepšenie ventilácie. Montáž krytu je zaistená spájkovaním na DPS, čím je taktiež zaistené aj elektrické spojenie so zemou na sekundárnej časti konvertoru. V programe Eagle sú preto vo vrstvách *tStop* a *bStop* vytvorené montážne miesta, na ktorých nie je sekundárna zem pokrytá spájkovacou maskou. Tieto vrstvy je možné vidieť aj v prílohe E. Postup výroby je popísaný v nasledujúcom odstavci a je možné ho vidieť na obrázku Obr. 2.29.



*Obr. 2.29 : Realizácia doplnkového tienenia*

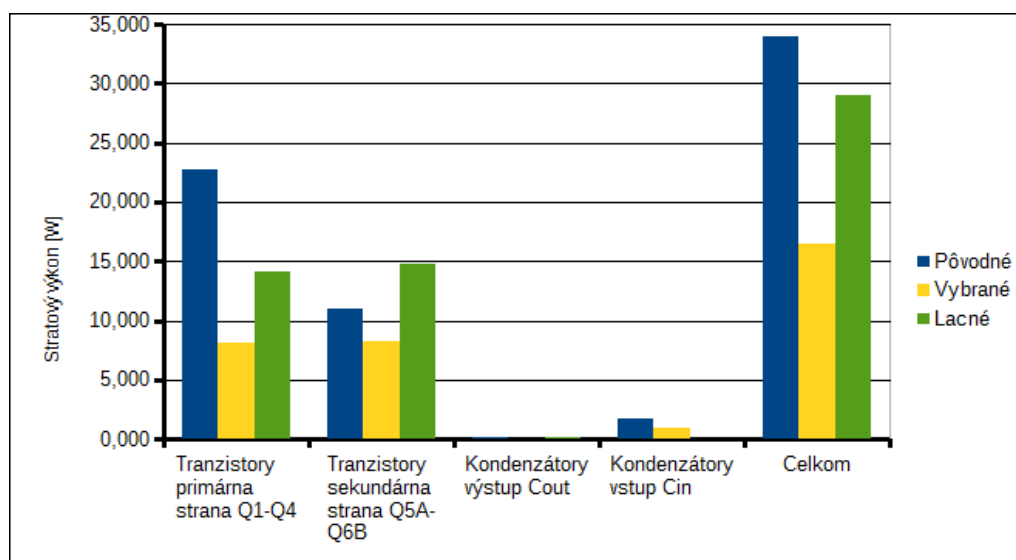
Grafický návrh bol navrhnutý v programe Microsoft Visio, bol vytlačený na kancelársky papier, na zadnú stranu papiera bola nalepená hliníková samolepiaca fólia. Pre zlepšenie vlastností sa ako vhodnejšie javí použitie fólie medenej. Vzhľadom ale na jej vysokú cenu bola v tomto prototype použitá len ako doplnkové spojenie hliníkovej fólie (pre zníženie odporu v miestach styku pásov hliníkovej fólie) a na miestach kde bude kryt priletovaný k DPS (jednoduchšie spájkovanie medi) vid'. Obr. 2.29. Následne bol takto upravený papier zalaminovaný štandardnou laminovačkou a ohnutý do potrebného tvaru. Grafický návrh je možné vidieť v prílohe E.

## 2.9 Zhrnutie výsledkov optimalizácie súčiastok

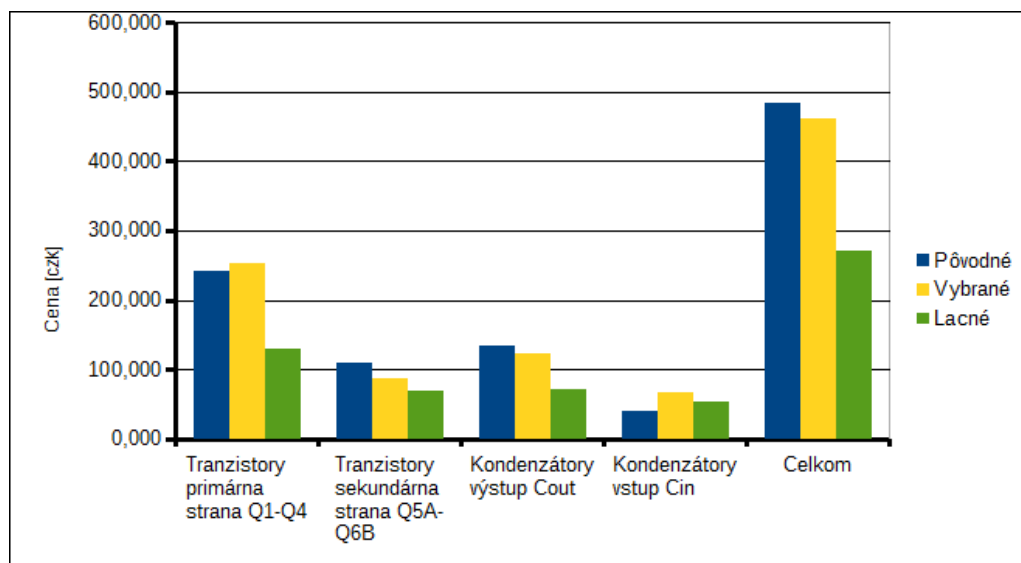
V tejto kapitole sú v tabuľkách a grafov zhrnuté výsledky optimalizácie a návrhov parametrov súčiastok konvertora z predchádzajúcich kapitol. Podrobnejšie slovné zhrnutie výsledkov je uvedené v závere práce. V Tab. 2.22 je uvedené porovnanie stratového výkonu a optimalizovaných komponentov. Výsledky z tabuľky sú vynesené do grafov na Obr. 2.30, Obr. 2.31 a Obr. 2.32.

Tab. 2.22 : Zhrnutie optimalizácie tranzistorov a kondenzátorov. V pravej časti rozdiel medzi cenou a stratovým výkonom pôvodných, vybraných a lacných tranzistorov.

	Pôvodné	Vybrané	Lacné	Vybrané	Pôvodné	Lacné	Pôvodné
Celkový stratový výkon [W]				Δ [W]			
Tranzistory primárna strana Q1-Q4	22,775	8,142	14,107	-14,633	-8,668		
Tranzistory sekundárna strana Q5A-Q6B	11,000	8,238	14,761	-2,762	3,761		
Kondenzátory výstup Cout	0,139	0,067	0,120	-0,072	-0,019		
Kondenzátory vstup Cin	1,777	0,928	-	-0,850	-		
Celkom	33,9	16,4	29,0	-17,5	-4,9		
Celková cena [czk]				Δ [Kč]			
Tranzistory primárna strana Q1-Q4	241,920	253,800	130,680	11,880	-111,240		
Tranzistory sekundárna strana Q5A-Q6B	109,080	85,968	69,120	-23,112	-39,960		
Kondenzátory výstup Cout	133,674	122,076	70,576	-11,598	-63,098		
Kondenzátory vstup Cin	41,030	66,690	54,155	25,660	-		
Celkom	484,7	461,8	270,4	-22,8	-214,3		



Obr. 2.30 : Porovnanie stratového výkonu vznikajúceho na pôvodných a optimalizovaných súčiastkach.



Obr. 2.31 : Porovnanie ceny pôvodných a optimalizovaných súčiastok.

Celkový prípustný stratový výkon všetkých častí konvertora pre dosiahnutie stanovenej účinnosti je možné vypočítať podľa vzorca [15]:

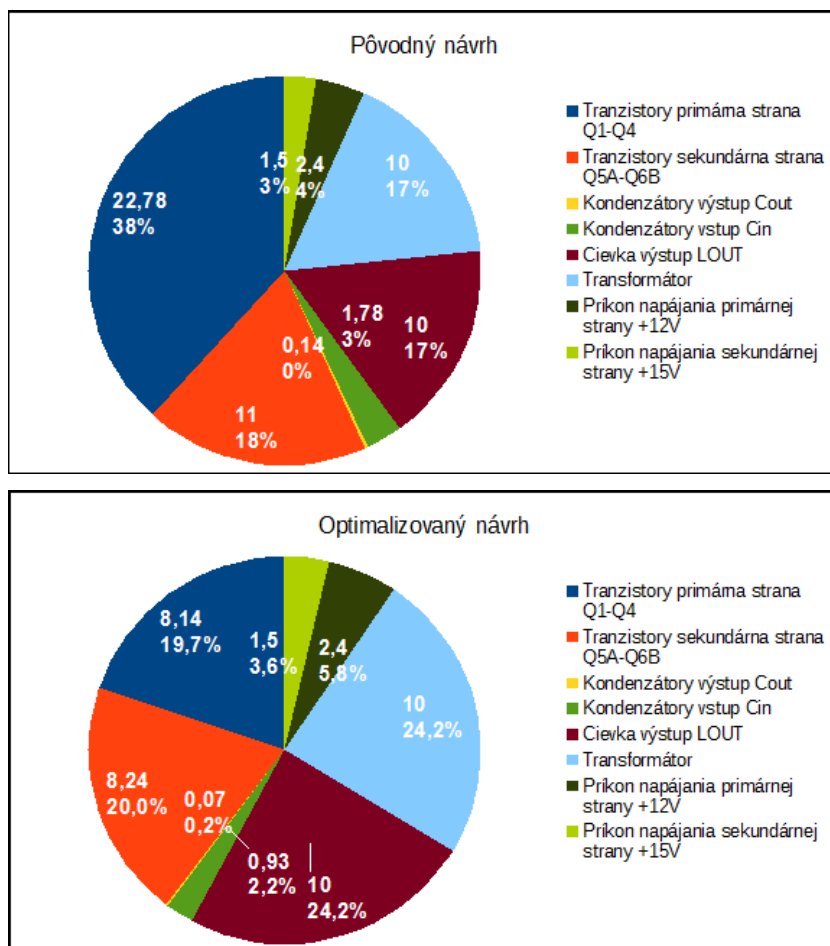
$$P_{BUDGET} = P_{OUT} \cdot \left( \frac{1 - \eta}{\eta} \right) \quad (2.53)$$

V Tab. 2.23 je možné vidieť zhrnutie vypočítaných výkonových strát na častiach konvertora. Do tabuľky boli dosadené parametre súčiastok vybraných (viď. Tab. 2.22 a predošlé kapitoly práce). Vypočítaná výkonová rezerva pre dosiahnutie stanovenej účinnosti činí 3,85 W, z čoho vyplýva dostatočná rezerva pre chyby výpočtov spôsobených zavedením istých zjednodušení. Na Obr. 2.32 je možné vidieť výsledky z Tab. 2.23 vynesené do grafov. Z Tab. 2.23 je zrejmé, že pôvodný návrh nemohol podľa výpočtov dosahovať uvažovanú maximálnu účinnosť, keďže jeho stratový výkon presahuje prípustný stratový výkon o 14,4 W. Z grafov na Obr. 2.32 je taktiež možné vidieť, že optimalizáciou – výberom nových súčiastok je možné dosiahnuť rovnomernejšie rozloženie stratového výkonu na jednotlivých častiach konvertora.

Tab. 2.23 : Zhrnutie výkonových strát

Skúmaná časť	Stratový výkon [W]	
	Vybrané	Pôvodné
Tranzistory primárna strana Q1-Q4	8,142	22,775
Tranzistory sekundárna strana Q5A-Q6B	8,238	11,000
Kondenzátory výstup Cout	0,067	0,139
Kondenzátory vstup Cin	0,928	1,777
Cievka výstup LOUT	10	10
Transformátor	10	10
Príkon napájania primárnej strany +12V	2,4	2,4
Príkon napájania sekundárnej strany +15V	1,5	1,5
<b>Celkom</b>	<b>41,3</b>	<b>59,6</b>

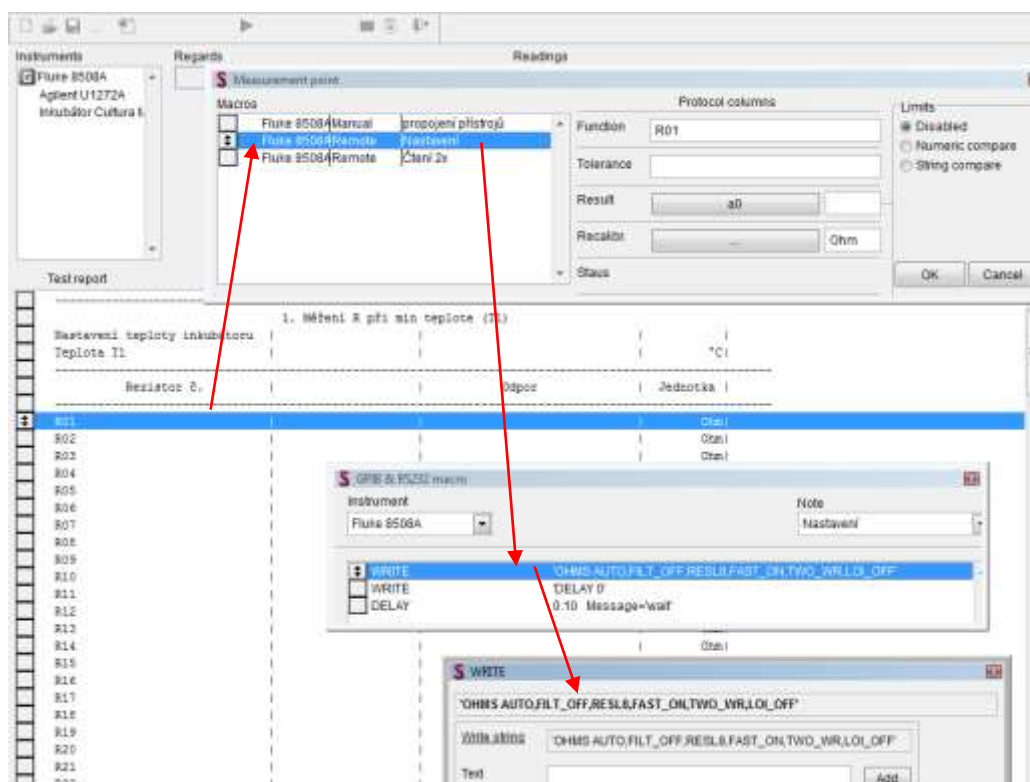
Celkový prípustný stratový výkon konvertora PBDG pre požadovanú účinnosť	45	45
Výkonová rezerva pre požadovanú účinnosť	3,9	-14,4
Účinnosť	[%]	
Vypočítaná maximálna účinnosť	93,1	90,1



Obr. 2.32 : Zdroje stratového výkonu a ich podiely na celkovom stratovom výkone vznikajúcom na konvertore pre pôvodný a optimalizovaný návrh.

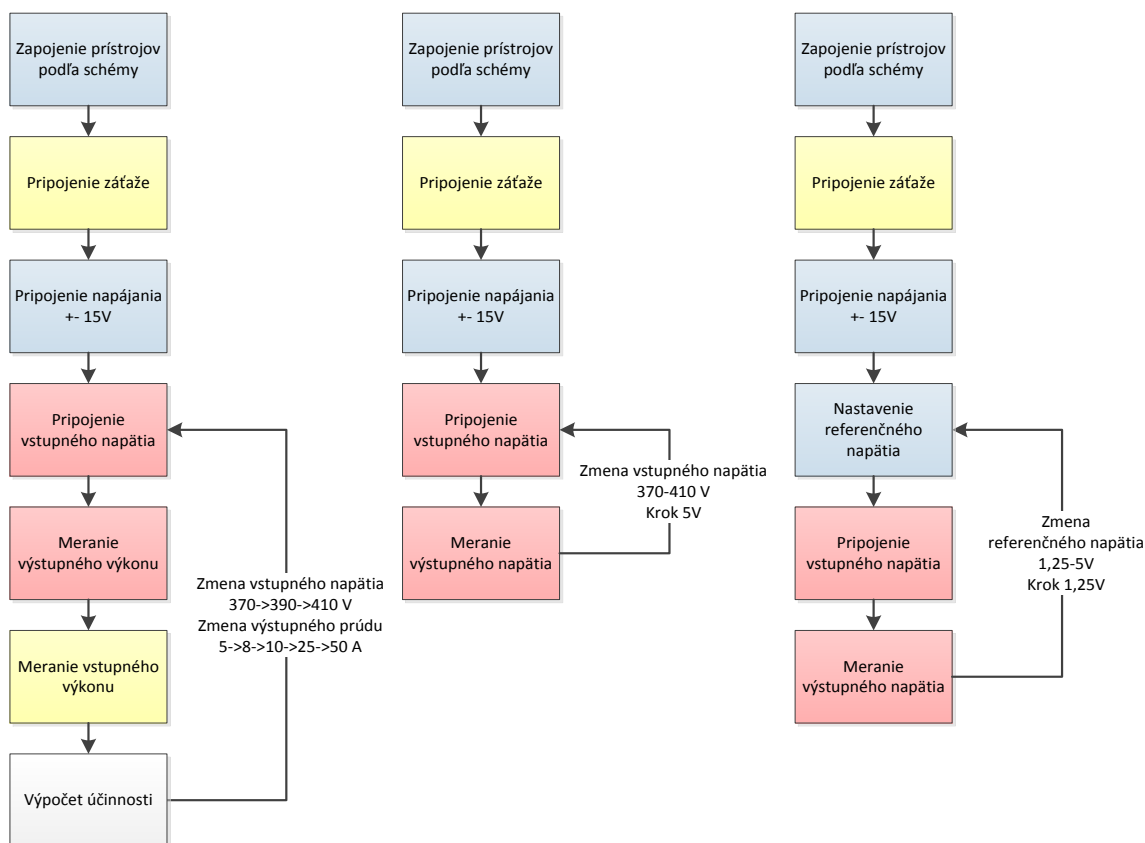
### 3 METODIKA A AUTOMATIZÁCIA MERANIA

Pre automatizované meranie konvertora bol naprogramovaný protokol v programe Simple, ktorý slúži na kalibrácie a automatizované meranie zariadení ovládaných pomocou zberníc GPIB, RS232, automatickým odčítaním kamerou z displeja jednoduchých prístrojov, prípadne manuálne obsluhou. Program Simple umožňuje export nameraných hodnôt do dopredu formátovaného súboru programu MS Excel [63]. Na Obr. 3.1 je možné vidieť okno programu Simple s príkladom tvorby príkazov na diaľkové ovládanie prístrojov v jednom meracom bode.



Obr. 3.1 : Príklad tvorenia príkazov pre diaľkové ovládanie prístrojov v programe Simple

Vývojový diagram automatizovaných meraní v programe Simple, ktoré budú bližšie popísané v ďalších kapitolách je možné vidieť na Obr. 3.2. V prílohe C je možné v tabuľkách vidieť zoznam všetkých príkazov použitých na diaľkové ovládanie prístrojov Chroma 61501 a 6310A, ktorých štruktúra a formátovanie odpovedá vývojovému diagramu na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 : Vývojové diagramy meraní. Vľavo meranie účinnosti. Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom (v strede), na referenčnom (vpravo).

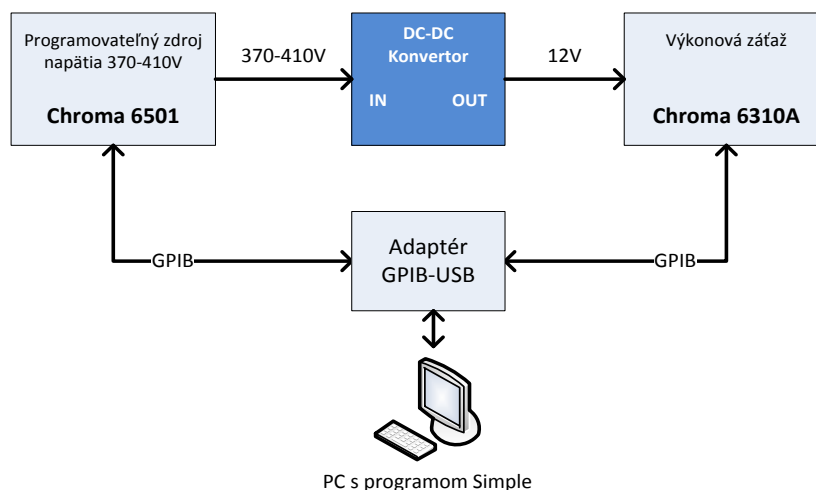
### 3.1 Meranie účinnosti

Blokovú schému zapojenia s použitými prístrojmi je možné vidieť na Obr. 3.3. Ako zdroj vstupného napätia bol zvolený prístroj Chroma 61501 a ako záťaž bol zvolený prístroj Chroma 6310A. Na programovateľnom zdroji bude postupne nastavené jednosmerné napätie od 370V do 410V, na programovateľnej záťaži bude nastavená záťaž odpovedajúca 10% až 100% maximálneho výstupného prúdu konvertoru. Z výsledkov merania bude vykreslená závislosť účinnosti na výstupnom výkone konvertora (pre vstupné napätia 370 V, 390 V a 410 V). Keďže oba meriace prístroje umožňujú meranie a čítanie výkonu na ich svorkách cez rozhranie GPIB, účinnosť bude vypočítaná priamo v programe Simple podľa všeobecne známeho vzorca :

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

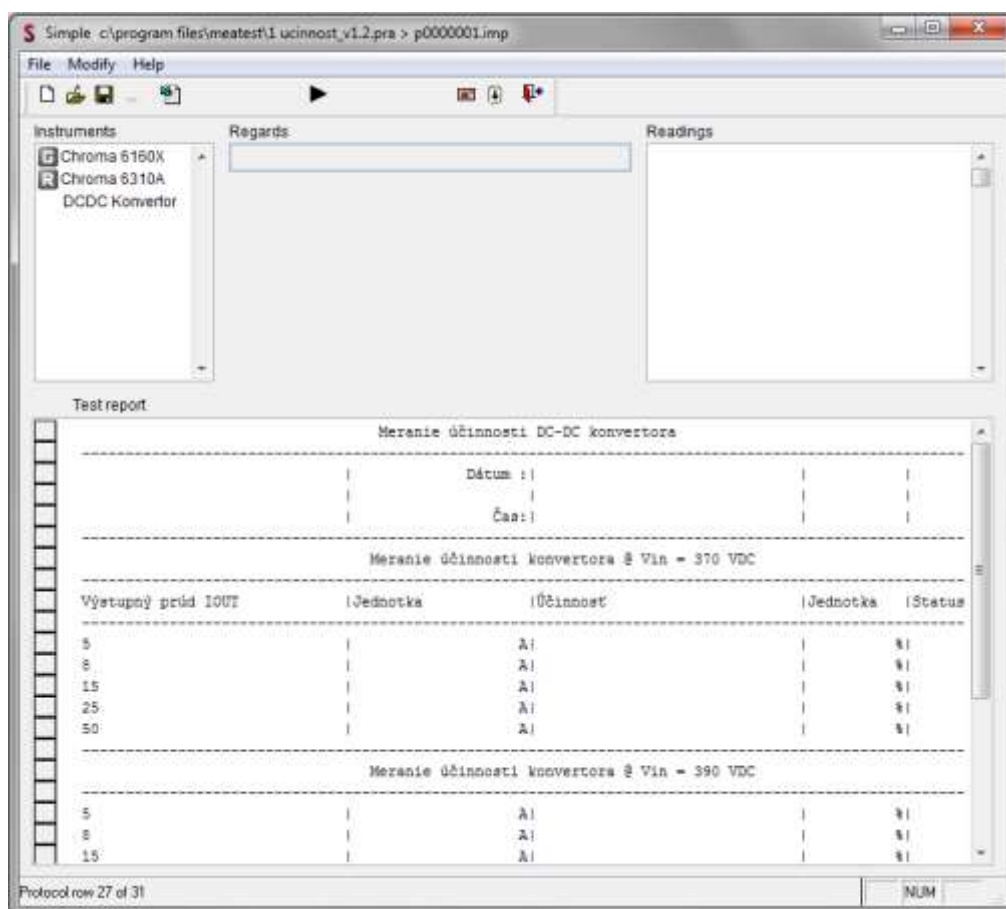
kde  $P_{OUT}$  je výstupný a  $P_{IN}$  vstupný výkon.





Obr. 3.3 : Bloková schéma zapojenia pre meranie

Zoznam použitých príkazov pre automatizované meranie účinnosti cez zbernicu GPIB pomocou prístrojov Chroma 6100X a Chroma 6310A je možné vidieť v prílohe C.2. Macro pre nadväzovanie a pre ukončovanie komunikácie s prístrojmi je možné vidieť v tabuľkách C.1. Protokol pre program Simple je možné vidieť na Obr. 3.4.



Obr. 3.4 : Automatizované meranie účinnosti v programe Simple

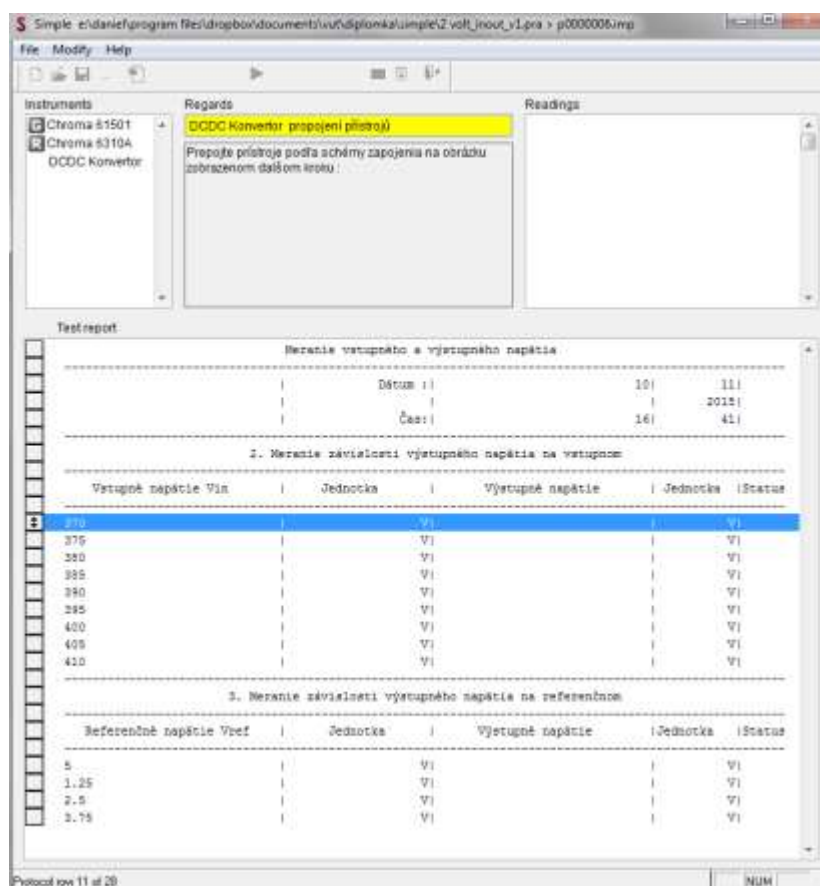
## 3.2 Meranie napätí na konvertore

### 3.2.1 Meranie napät'ových priebehov

Pomocou osciloskopu budú zmerané exportované do obrázkov priebehy napätia v najdôležitejších častiach obvodov, a to najmä priebehy napätí na výstupe riadiacej jednotky UCC28950 (teda priebehy na hradlách gate tranzistorov), napätia na primárnej strane transformátora, napätia na výstupe atď., podľa potreby najmä pri oživovaní konvertoru.

### 3.2.2 Meranie závislosti výstupného napätia od vstupného

Schéma zapojenia bude odpovedať schéme na Obr. 3.3. Pri tomto meraní bude menené vstupné napätie od 370V do 410V a bude meraná hodnota výstupného napätia. Zoznam použitých príkazov je možné vidieť v prílohe C.3. Protokol pre program Simple je možné vidieť na Obr. 3.5.

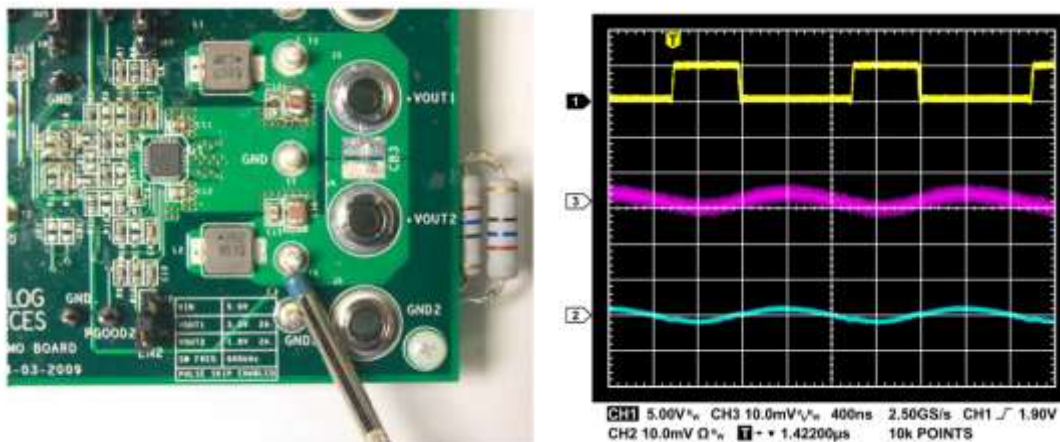


Obr. 3.5 : Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom a referenčnom napätí.

### 3.2.3 Meranie veľkosti zvlnenia výstupného napätia

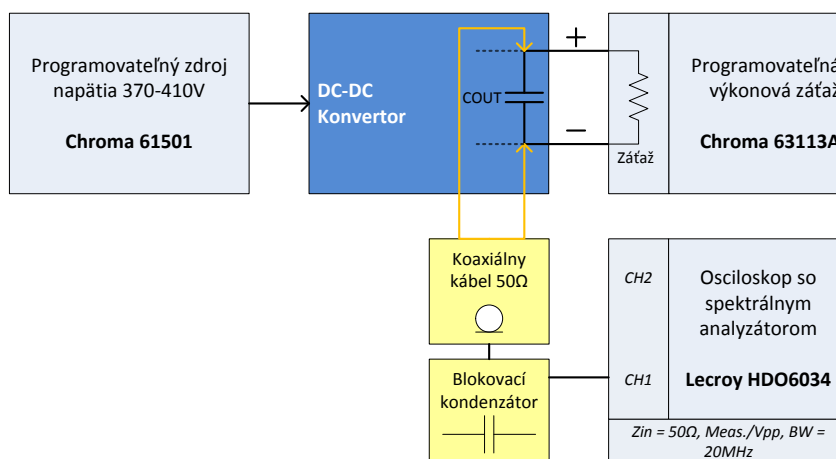
Pri meraní zvlnenia nie je vhodné použitie klasickej osciloskopickej 10x sondy, keďže signál môže mať slabší než maximálna citlivosť sondy, môže byť teda slabší než šum. Osciloskopická sonda 1x sa z tohto dôvodu javí ako vhodnejšia, najmä ak sa na meranie použije technika „tip and barrel“, kde je hrot sondy priložený na výstup konvertora a telo sondy okolo hrotu je spojené

s najbližším uzemneným bodom, ako je možné vidieť na Obr. 3.6. Týmto sa eliminuje väčšia časť parazitnej indukčnosti meracej sondy, ktorá skresľuje meranie [64].



Obr. 3.6 : Naľavo :Metóda „tip and barrel“. Napravo porovnanie merania s technikou tip and barrel (3) a metódou s použitím koaxiálneho káblu [64].

Najpresnejších výsledkov pri meraní zvlnenia výstupného napätia spínaných konvertorov je ale možné dosiahnuť použitím koaxiálneho káblu s impedanciou  $50\ \Omega$  a sériovo zapojeného blokovacího kondenzátoru, zapojených namiesto osciloskopickej sondy. Blokovú schému zapojenia s použitými prístrojmi je možné vidieť na Obr. 3.7. Osciloskop je v meraní nastavený na meranie veľkosti napätia špička-špička, šírku pásma je vhodné obmedziť na 20MHz [64].



Obr. 3.7 : Bloková schéma zapojenia pre meranie zvlnenia výstupného napätia.

Komponenty s najväčším vplyvom na veľkosť zvlnenia výstupného napätia sú cievka  $L_{OUT}$  a kondenzátory  $C_{OUT}$  na výstupe, a to najmä ich veľkosti indukčnosti a kapacity, ktorých minimálne hodnoty boli spočítané v predošlých kapitolách. Čím je induknosť cievky vyššia a kapacita kondenzátorov väčšia, tým je menšia veľkosť zvlnenia výstupného napätia. Väčšia kapacita kondenzátorov znamená aj väčšiu plochu, ktorú zaberajú na doske plošných spojov, tak isto ich cena nie je zanedbateľná

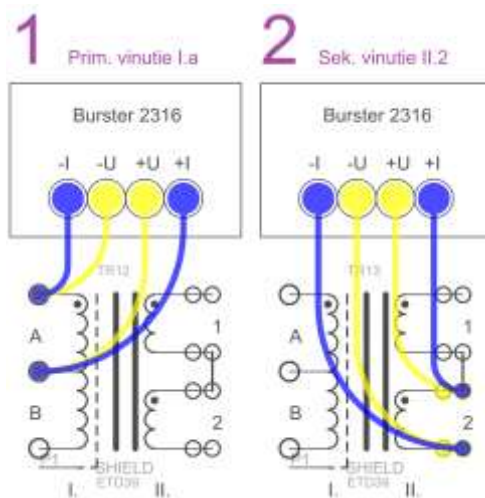
## 4 MERANIE PARAMETROV KONVERTORA

### 4.1 Meranie parametrov transformátora

Pre overenie korektnej realizácie transformátora boli vykonané detailné merania jeho parametrov. V nasledujúcich podkapitolách sú popísané jednotlivé merania, číselné označenia merania na obrázkoch popisujúcich zapojenie korešpondujú s číselným označením meraní v tabuľkách. Použité prístroje sú označené na obrázkoch a aj v tabuľkách v nasledujúcich podkapitolách. Označenie meraných veličín odpovedá obrázku Obr. 2.2.

#### 4.1.1 Presné meranie odporu vinutí

Ako prvé bolo vykonané meranie odporu jednotlivých vinutí transformátora, ktoré je dôležité hlavne pre odhad stratového výkonu vznikajúcom na transformátore. Schému zapojenia je možné vidieť na Obr. 4.1, namerané hodnoty je možné vidieť v Tab. 4.1. Porovnaním výsledkov merania s vypočítanými hodnotami z kapitoly 2.3 je možné vidieť pomerne dobrú zhodu medzi odhadovaným odporom a nameraným odporom vinutia. Namerané odpory vinutia boli použité pre odhad stratového výkon transformátora v kapitole 2.3.2. V meraní boli pre minimalizovanie chyby merania vyrobené nové káble pre meranie, na jednotlivé vinutia transformátora boli druhé konce káblov prispájkované, v miliohmometri Burster 2316 bola pomocou funkcie *tare* kalibrovaná hodnota nuly pre použité káble.



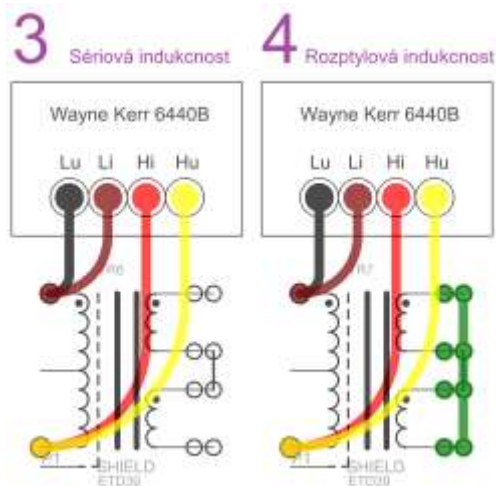
Obr. 4.1 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie odporu vinutí transformátora

Tab. 4.1 : Meranie odporu vinutí transformátora. Utajené.

Podmienky		[9.4.2016] [15:00]	
Meranie č.	Veličina	Jednotka	Hodnota
Primárna strana		a	b
(1)	Odpor vinutia $R_{vp}$	mΩ	
Sekundárna strana		1	2
(2)	Odpor vinutia $R_{vs}$	mΩ	

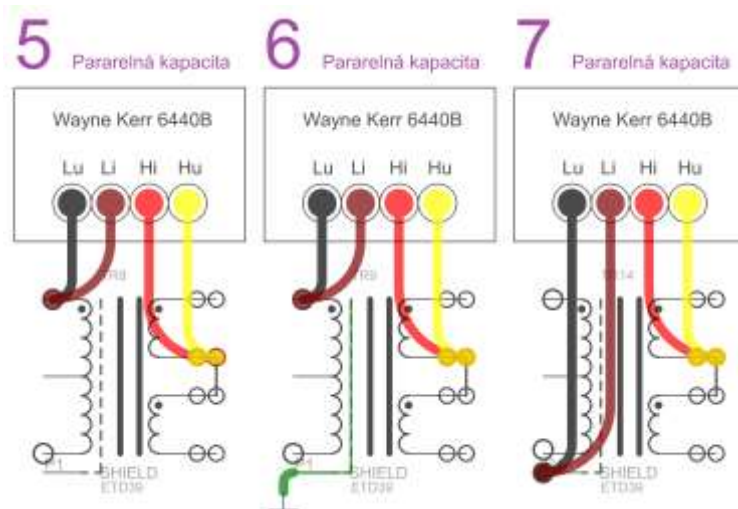
### 4.1.2 Meranie indukčností a kapacít na RLC moste

Ako ďalšie merania boli vykonané meranie frekvenčných závislostí odporov, kapacít a indukčností vinutí, medzi vinutiami prípadne medzi vinutím a tienením (tениacou fóliou). Schémy zapojenia jednotlivých meraní je možné vidieť na Obr. 4.2, Obr. 4.4 a Obr. 4.7, výsledky meraní je možné vidieť v Tab. 4.2., frekvenčné charakteristiky je možné vidieť na Obr. 4.3, Obr. 4.5 a Obr. 4.6. Na Obr. 4.8 je možné vidieť detail spôsobu merania parametrov transformátora.



Obr. 4.2 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie sériovej a rozptyľovej indukčnosti primárneho vinutia transformátora.

Obr. 4.3 : Namerané frekvenčné charakteristiky indukčnosti pre primárne vinutie : Sériová indukčnosť (3) naľavo, rozptyľová indukčnosť (4) napravo. Utajené.

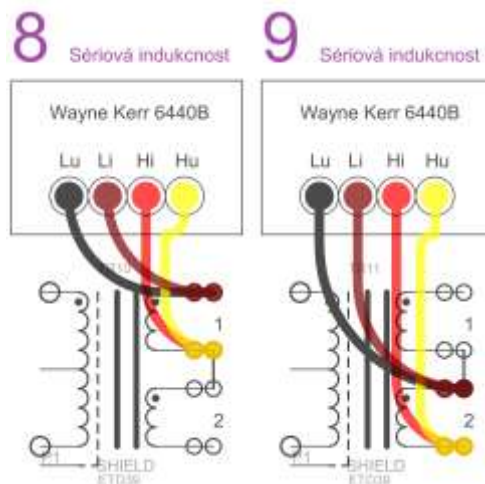


Obr. 4.4 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie kapacít medzi vinutiami transformátora.

Obr. 4.5 : Namerané frekvenčné charakteristiky kapacity medzi vinutiami. Naľavo kapacita medzi primárnym a sekundárnym vinutím (6), napravo medzi sekundárnym vinutím a tienením (7). Utajené.



Obr. 4.6 : Naľavo frekvenčná závislosť sériovej indukčnosti sekundárneho vinutia (8), napravo ukážka spôsobu merania parametrov na prístroji Wayne Kerr 6440B. Utajené.



Obr. 4.7 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie sériovej indukčnosti sekundárneho vinutia transformátora.

Z výsledkov merania je možné vidieť, že transformátor má pomerne veľkú rozptylovú indukčnosť, v type konvertora so spínaním ZVS je ale energia v nej uskladnená použitá pre vybíjanie výstupných kapacít tranzistorov mosfet pred ich zapnutím. Sériová indukčnosť transformátora bola nameraná 1,7 mH, je teda menšia než vypočítaná doporučená hodnota z Tab. 2.2. Kapacity medzi vinutiami sú závislé hlavne na vzdialenosti jednotlivých vinutí a použitej izolácii. Pri meraní bolo skontrolované aj správne poradie a orientácia vinutí. Rezonančná frekvencia RLC obvodu tvoreného vinutím primárneho vinutia transformátora bola nameraná na cca 800 kHz, ovplyvňujú ju okrem iného aj parametre použitého feromagnetického jadra. Použité jadro je teda vhodné pre kmitočty do cca 400 kHz. Namerané parametre transformátora boli ako celok vyhodnotené ako vyhovujúce. Lepších parametrov je možné dosiahnuť profesionálnou výrobou transformátora, v domácich podmienkach je pre náročný proces výroby výrazné ovplyvnenie parametrov problematické.

Tab. 4.2 : Výsledky meraní RLC parametrov transformátora. Utajené.

Meranie RLC parametrov transformátora							
Meriaci prístroj				Wayne Kerr Precision Component Analyzer 6440B			
Podmienky				[12.4.2016] [15:30]			
Meranie č.	Merané zapojenie – vinutia	Meraná veličina		Frekvencia	Sériová indukčnosť	Sériový odpor	Paralelná kapacita
				f	L	R	C
				kHz	μH	Ω	pF
(3)	Primárne	Indukčnosť	L <sub>M</sub>	100			
				200			
(4)	Primárne	Rozptylová indukčnosť	L <sub>LK</sub>	100			
				200			
(5)	Primárne	Kapacita	C <sub>W</sub>	100			
	Sekundárne			200			
(6)	Primárne	Kapacita, tienenie uzemnené	C <sub>W</sub>	100			
	Sekundárne			200			
(7)	Sekundárne	Kapacita	C <sub>SHS</sub>	100			
	Tienenie			200			
(8)	Sekundárne 1	Indukčnosť	L <sub>MS1</sub>	100			
				200			
(9)	Sekundárne 2	Indukčnosť	L <sub>MS2</sub>	100			
				200			

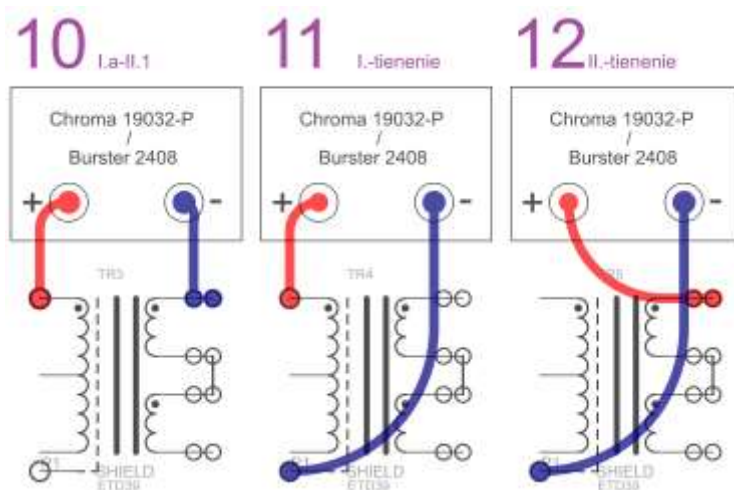




Obr. 4.8 : Detail spôsobu merania parametrov transformátora

### 4.1.3 Meranie izolačného odporu a unikajúceho

Ako posledné bolo vykonané meranie izolačného odporu  $R_{iso}$  a unikajúceho prúdu  $I_{leak}$  medzi vinutiami. Schéma zapojenia odpovedá obrázku Obr. 4.9, výsledky merania je možné vidieť v Tab. 4.3. Na Obr. 4.10 a Obr. 4.11 je možné vidieť organizáciu merania a obrazovky meriacich prístrojov. Izolácia transformátora bola v meraní zachovala svoju pevnosť aj pri testovaní napätím 1 kV po dobu desiatich sekúnd. Unikajúci prúd  $I_{LEAK}$  je podľa očakávaní väčší pri teste so striedavým napätím o frekvencii 60 Hz, pri použití v konvertore o frekvencii 200 kHz je možné predpokladať, že bude ešte vyšší. Hodnoty izolačného odporu a unikajúceho prúdu je možné optimalizovať použitím kvalitnejšej izolácie transformátora a profesionálnou výrobou transformátora namieru. Pri ručnom navíjaní je miera izolácie obmedzená dostupnosťou vhodných izolačných materiálov, neideálnym vnútorným usporiadaním transformátora. Ako vhodné sa javí použiť izoláciu, ktorá sa vplyvom teploty rozleje a stuhne a zamedzí tým vzniku rezonancií. Tento typ izolácie je ale zväčša dostupný vo väčších minimálnych množstvách odberu a predáva sa vo forme plátov, ktoré sa ťažšie používajú v ručnom navíjaní transformátora oproti izolácii vo forme samolepiacej izolačnej pásky.



Obr. 4.9 : Schéma zapojenia a použitý prístroj pre meranie izolačného odporu/unikajúceho prúdu medzi vinutiami transformátora .



Tab. 4.3 : Meranie izolačnej pevnosti a unikajúceho prúdu transformátora

Meranie izolačnej pevnosti/unikajúceho prúdu transformátora									
Podmienky		U <sub>meas</sub> = 1kV, t <sub>meas</sub> = 10s						Meriaci prístroj	
		[ 13.4.2016 ] [ 22,2°C ] [ 42,1%RH ]							
Číslo merania		(10)		(11)		(12)			
Merané medzi vinutiami :		Primárne		Tienenie		Tienenie			
		Sekundárne		Primárne		Sekundárne			
Typ prúdu		DC	AC/60Hz	DC	AC/60Hz	DC	AC/60Hz		
I <sub>leak</sub>	[μA]	0,3	17	0,3	15	0,3	27	Chroma Electrical Safety Analyzer 19032-P	
R <sub>iso</sub>	[TΩ]	2,106		2,312		1,217		Burster Teraohmmeter Resistomat 2408	



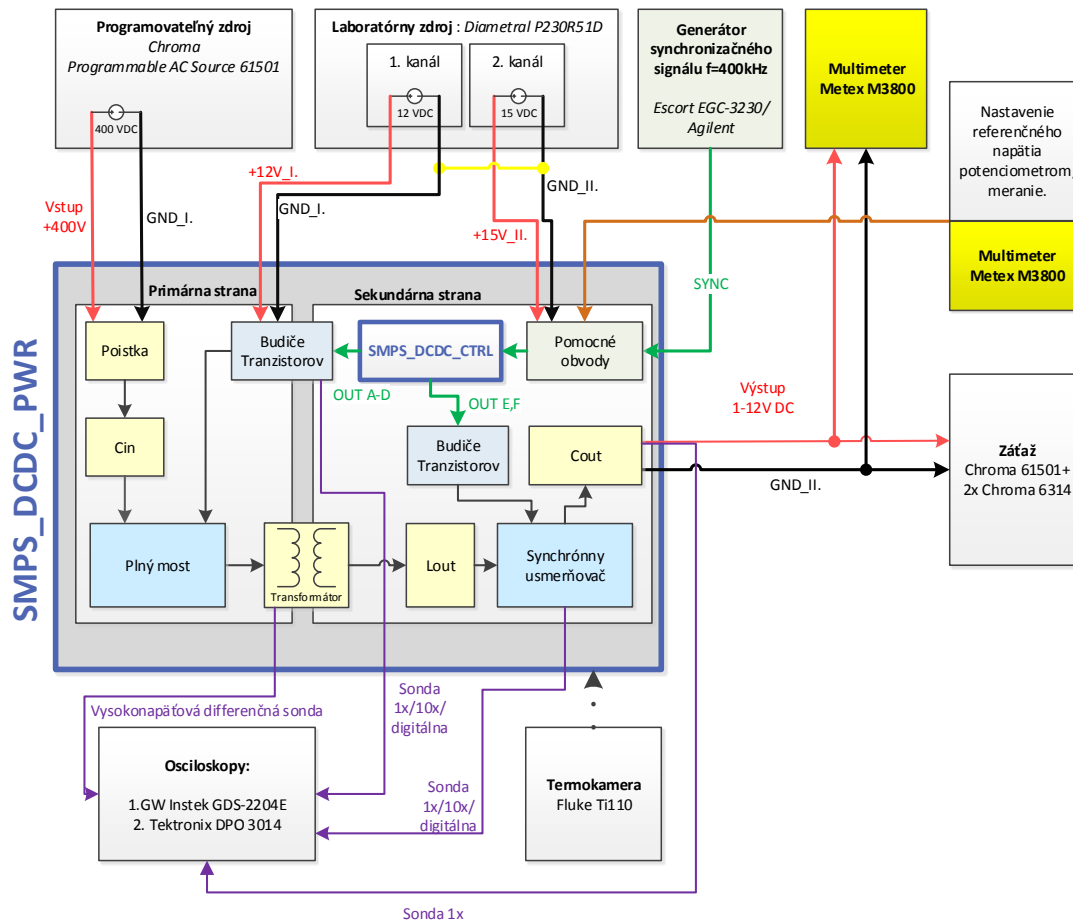
Obr. 4.10 : Meranie unikajúceho prúdu  $I_{LEAK}$  transformátora.



Obr. 4.11 : Meranie izolačného odporu  $R_{iso}$  transformátora.

## 4.2 Meranie parametrov konvertora

Blokovú schému konvertora s pripojenými prístrojmi pre meranie vybraných parametrov konvertora v nasledujúcich kapitolách je možné vidieť na Obr. 4.12.



Obr. 4.12 : Bloková schéma konvertora a merania jeho parametrov

Meranie bolo vykonané vo vývojovom oddelení firmy Meatest, použité prístroje boli vybrané na základe aktuálnej dostupnosti, vhodnosti ich parametrov pre meranie a požiadaviek popísaných v kapitole 3. Zapojenie prístrojov bolo upravované v prípade potreby podľa aktuálnych požiadavkou na oživovanie alebo meranie. Reálne usporiadanie prístrojov a meriace pracovisko je možno vidieť na Obr. 4.13 a Obr. 4.14. Pri meraniach bol konvertor dodatočne chladený prídavným hliníkovým chladičom a ventilátorom. Pre reguláciu napätia na výstupe bol vytvorený prípravok s potenciometrom, ktorým je možné nastaviť hodnotu referenčného napätia  $U_{ref}$ . Prípravok spolu s detailom upevnenia dcérskej DPS s riadiacim obvodom je možné vidieť na Obr. 4.15. Hodnota referenčného napätia bola meraná spolu s hodnotou napätia na výstupe konvertora multimetrami Metex M3800.

*Obr. 4.13 : Oživovanie konvertora s jedným osciloskopom a jednoduchou záťažou. Utajené.*

*Obr. 4.14 : Meranie parametrov konvertora s kompletnou prístrojovou výbavou. Utajené.*

*Obr. 4.15 : Prípravok s potenciometrom pre reguláciu  $U_{REF}$ , dcérska DPS riadiaceho obvodu. Utajené.*

### 4.2.1 Oživovanie pôvodného prototypu konvertora

Pri oživovaní pôvodného prototypu konvertora bolo ako prvé zistené že signál SYNC nepreniká cez optočleny OC1-OC3 až do riadiaceho obvodu. Bez signálu SYNC riadiaci obvod nespustí spínanie tranzistorov, taktiež tento signál riadi frekvenciu spínania tranzistorov. Problém bol vyriešený zmenou hodnôt odporov v zapojení optočlenov.

Následne bolo dosiahnuté spínanie tranzistorov obvodom, dochádzalo ale k predčasnému aktivovaniu nadprúdovej ochrany obvodu. Problém bol vyriešený zmenou hodnoty rezistora R24 na dcérskej doske s riadiacim obvodom z hodnoty  $220\ \Omega$  na hodnotu  $1\ \text{k}\Omega$ , a zmenou hodnoty odporu R14 z  $33\ \Omega$  na  $47\ \Omega$ . Týmto došlo k zmene frekvenčnej charakteristiky filtra typu dolná prepust', ktorý tvoria rezistor R24 a kondenzátor CK18. Taktiež vplyvu vzniku rušenia v obvode dochádzalo k nežiadúcemu rýchlemu prepínaniu relé v laboratórnom napájacom zdroji Diametral. Vzniku nežiadúceho prepínania relé bolo zamedzené výrobou krátkych napájacích vodičov na mieru pre meranie konvertora, reorganizáciou pracoviska, dodatočným uzemneným tienením napájacích vodičov a pridaním kondenzátorov  $100\ \mu\text{F}$  do napájacích vetví  $+12\ \text{V}$  na primárnej a  $15\ \text{V}$  na sekundárnej strane transformátora.

Ako ďalší nedostatok zapojenia sa objavil problém s nestabilitou vplyvom zle nastavenej spätnej väzby konvertora. Spätá väzba z výstupu konvertora je vedená na dcérsku dosku, na vstup chybového zosilovača riadiaceho obvodu EA- cez delič 1:5 tvorený prvkami R26 a R25. Prvky za deličom CK21, R28 a CK22 nastavujú amplitúdovú a fázovú frekvenčnú charakteristiku spätnej väzby. Po prepočte podľa podkladových materiálov k riadiacemu obvodu [65] bolo zistené že tieto prvky majú zle navrhnuté hodnoty vzhľadom na použité súčasti a parametre konvertora. Hodnoty prvkov boli zmenené vid'. Tab. 4.4, k väčšiemu zlepšeniu došlo ale až experimentálnym dosadzovaním rôznych kondenzátorov a odporov, pretože bolo zistené že výsledky merania neodpovedajú návrhovým podkladom od výrobcu [65]. Odstraňovanie nestability sa ukázalo ako najťažšia časť oživovania, aj preto, že zapojenie používa reguláciu napätia na pine EA+ pomocou potenciometra, na ktorú riadiaci obvod nie je stavaný, k problémom nie je k dispozícii relevantná dokumentácia, ktorá by proces odstraňovania problému zrýchlila. Zmenou hodnoty napätia na pine EA+ totižto dochádza k zmene vyššie spomínaných frekvenčných charakteristík spätnej väzby, zapojenie má preto najväčšie problémy so stabilitou pri regulácii výstupného napätia a pri vyšších vstupných napätiach. Ako ďalšia optimalizáciu je možné navrhnúť komplexnú zmenu zapojenia riadiaceho obvodu, poprípade použitie iného riadiaceho obvodu. Preto bolo rozhodnuté nový – optimalizovaný prototyp riadiacej dosky, ktorého návrh bol popísaný v kapitole 2.7.1 zatiaľ nezostrojovať pokiaľ nebude riešenie komplexne preskúmané, čo nebolo možné vzhľadom na časové možnosti tejto práce.

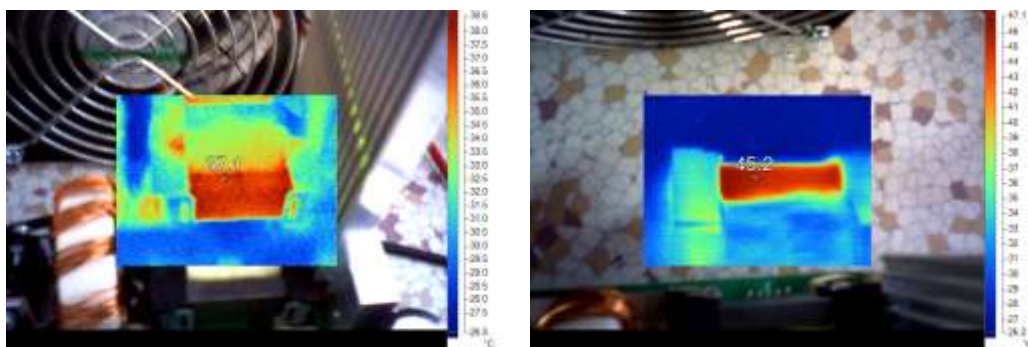
Problém s nestabilitou bol ďalej čiastočne zlepšený pridaním cievky Ls o hodnote cca  $5\ \mu\text{F}$  na primárnu stranu transformátora. Stabilita bola taktiež veľkou mierou zlepšená použitím nových tranzistorov plného mostu v zapojení pôvodného prototypu konvertora vid'. kapitola 2.4.1. Týmto krokom bol taktiež z veľkej miery odstránený závažný problém s klesaním účinnosti až pod 40% pri vstupnom napätí vyššom ako 260V. Problém s prechodom do nestabilného stavu pri vypnutí záťaže v režime regulácie bol z veľkej miery odstránený pridaním predzáťaže  $RW1=180\ \Omega$  na hlavnú DPS, ktorú je možné vidieť v kapitole 2.7.3, prípadne v prílohe B, prípadne na fotografii hotovej doske novej – optimalizovanej verzie prototypu konvertora, ktorú je možné vidieť v prílohe F. Nestabilita obvodu (kmitanie, čiastočne aj burst režim keďže nedochádza k spínaniu typu ZVS) spôsobujú zvýšenie generovaného rušenia konvertora, čo môže spôsobovať ďalšiu nestabilitu prípadne chybné spínanie tranzistorov plného mostu, ktoré znižuje účinnosť, poprípade môže viesť až k deštrukcii tranzistorov na primárnej strane konvertora.

Konvertor bol skúšaný s maximálnym vstupným napätím 340V, pre vyššie uvedené problémy boli jeho charakteristiky namerané ale s maximálnym napätím 200V. Poznatky z oživovania a merania pôvodného prototypu konvertora boli zahrnuté do optimalizácií popísaných v kapitole 2.

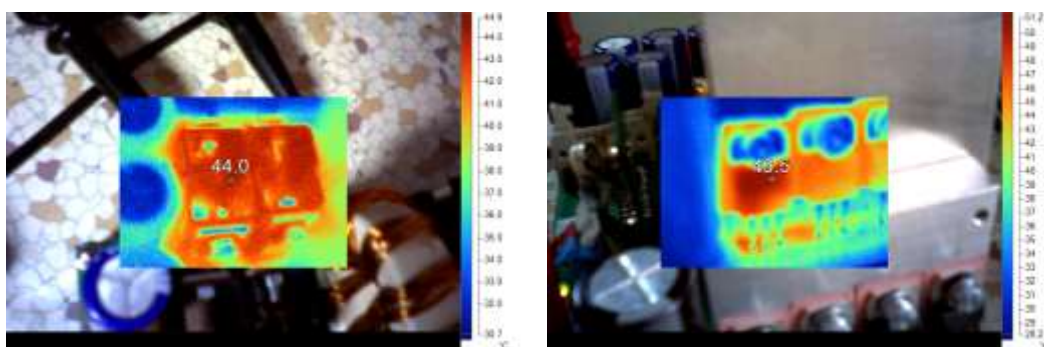
Teplota jednotlivých častí konvertora pri meraní bola skúmaná s použitím termokamery Fluke Ti110. Fotografie z termokamery z rozsahom teplôt na skúmanej časti je možné vidieť na Obr. 4.16 a Obr. 4.17, ďalšie fotografie je taktiež možné vidieť v prílohe G.

Tab. 4.4 : História zmien hodnôt prvkov pri oživovaní

Hodnota súčiastok SMPS_DCDC_CTRL				Stav obvodu
R14	CK21	R28	CK22	
$\Omega$	F	$\Omega$	F	
33	10n	56k	820p	Pôvodná hodnota prvkov, obvod je nestabilný aj mimo regulácie napätia.
	12n	100k	780p	Obvod je stabilný v regulácii napätia ale nestabilný pri vyšších vstupných napätiach.
	12n	36k	780p	Obvod prechádza do režimu burst pri nižších vstupných napätiach.
	12	36k	220p	Obvod nestabilný pri regulácii napätia, dochádza k predčasnému aktivovaniu nadprúdovej ochrany
47	1n	56k	150p	Zlepšenie stability obvodu, pri meraní ale zničené 2 tranzistory plného mostu.
	1n	56k	150p	Použité nové – optimalizované tranzistory pre plný most. Ďalšie zlepšenie stability, zlepšenie účinnosti (v závislosti od vstupného napätia a výstupného prúdu až o cca 10%)..
	11n	56k	560p	Zhoršenie stability
	1n	56k	150p	Najlepšia zistená kombinácia hodnôt prvkov CK21,R28,CK22.



Obr. 4.16 : Detail rozloženia teploty na transformátore.



Obr. 4.17 : Detail rozloženia teploty na tranzistoroch sekundárnej (naľavo) a primárnej strane (napravo) transformátora.

#### 4.2.2 Meranie účinnosti pôvodného prototypu konvertora

Najlepšej účinnosti sa nakoniec podarilo dosiahnuť výmenou pôvodných tranzistorov na primárnej strane transformátora za optimalizované vid'. kapitola 2.4.1, použitím poslednej kombinácie prvkov z Tab. 4.4. a cievky na primárnej strane s indukčnosťou cca  $L_s = 5 \mu\text{F}$ . Meranie bolo vykonané so vstupnými napätiami 100 V až 200 V pri výstupnom prúde konvertora 0 A až 20 A. Výsledky merania boli vynesené do grafu, ktorý je možné vidieť na Obr. 4.18.

V konverteroch podobnej koncepcie a výstupných výkonov sa väčšinou účinnosť pri záťaži menšej než 10% maximálnej hodnoty (10% hodnoty maximálneho výstupného prúdu) neuvádza, keďže jej hodnota so znižujúcim sa výstupným výkonom prudko klesá. V tomto prípade je možné vidieť malú účinnosť pri výstupnom prúde menšom než 5 A, čo odpovedá 10% z maximálneho prúdu konvertora.

Obr. 4.18 : Závislosť účinnosti na výstupnom prúde pri rôznych vstupných napätiach. Utajené.

S vyššie uvedenou kombináciou prvkov bola pôvodnom prototype konvertora dosiahnutá maximálna účinnosť okolo 86% čo je hodnota o cca 4% menšia ako teoretická hodnota vypočítaná v Tab. 2.23. Pri vyšších vstupných napätiach ako cca 260 V vplyvom nestability zapojenia a vysokej miery rušenia v zapojení dochádza znižovaniu účinnosti vplyvom nesprávneho spínania tranzistorov, ku ktorému by ale dochádzať nemalo. Taktiež účinnosť v režime regulácie napätia (referenčným napätím  $U_{\text{ref}}$ ) sa znižuje v niektorých podmienkach prechodom do riadiaceho obvodu do režimu burst (priebehy budenia tranzistorov pri režime burst je možné vidieť na , v ktorom nepracuje konvertor so spínaním ZVS, dochádza teda k tvrdému spínaniu ako v normálnom zapojení plného mostu čo zvyšuje straty na výkonových prvkoch. Podrobné preskúmanie týchto javov a dôkladné odstránenie tohto problému ale nebolo možné z časového hľadiska. Použitím optimalizovaných súčiastok a DPS, ktorých výber bol popísaný v kapitole 2 bude možné účinnosť zvýšiť.



Obr. 4.19 : Napätiové priebehy v režime burst na výstupov budičov tranzistorov plného mostu (kanál 1,2)) a na elektródach gate tranzistorov synchronného usmerňovača (kanál 3,4).



### 4.2.3 Meranie závislost' výstupného napätia na referenčnom napätí pôvodného konvertora

Na Obr. 4.20 je možné vidieť závislosť veľkosti hodnoty výstupného napätia na hodnote referenčného napätia pri rôznych vstupných napätiach. Keďže bolo z dôvodov popísaných v predošlej kapitole meranie vykonané s maximálnym vstupným napätím 200 V, ktoré je rovné polovici plánovaného pracovného vstupného napätia konvertoru, nepodarilo sa dosiahnuť plnej hodnoty výstupného napätia 12 V. Z nameraných charakteristík a praktických pokusov z merania a oživovania je ale možné predpokladať že konvertor po odstránení problémov s nestabilitou a rušením uvedenú maximálnu hodnotu napätia dosiahne.

Obr. 4.20 : Závislosť výstupného napätia na referenčnom. Regulácia veľkosti napätia na výstupe. Utajené.



Obr. 4.21 : Napätové priebehy na výstupov budičov tranzistorov plného mostu (kanál 1,2)) a na elektródach gate tranzistorov synchronného usmerňovača (kanál 3,4).

#### **4.2.4 Meranie závislost' výstupného napätia na vstupnom napätí a výstupnom prúde pôvodného konvertora**

Charakteristiky boli merané v režime regulácie napätia pri hodnote referenčného napätia  $U_{ref}=0,22V$ , ktorému odpovedá nominálna hodnota výstupného napätia  $1,02V$ , ktorú je konvertor schopný stabilne udržať pri vstupnom napätí minimálne  $45V$ . Hodnota napätia je stabilná pri meraní s presnosťou na dve desatinné miesta od hodnoty vstupného napätia od  $45 V$  až po maximálne skúšaných  $200 V$ , a po celom rozsahu skúšaného prúdu.

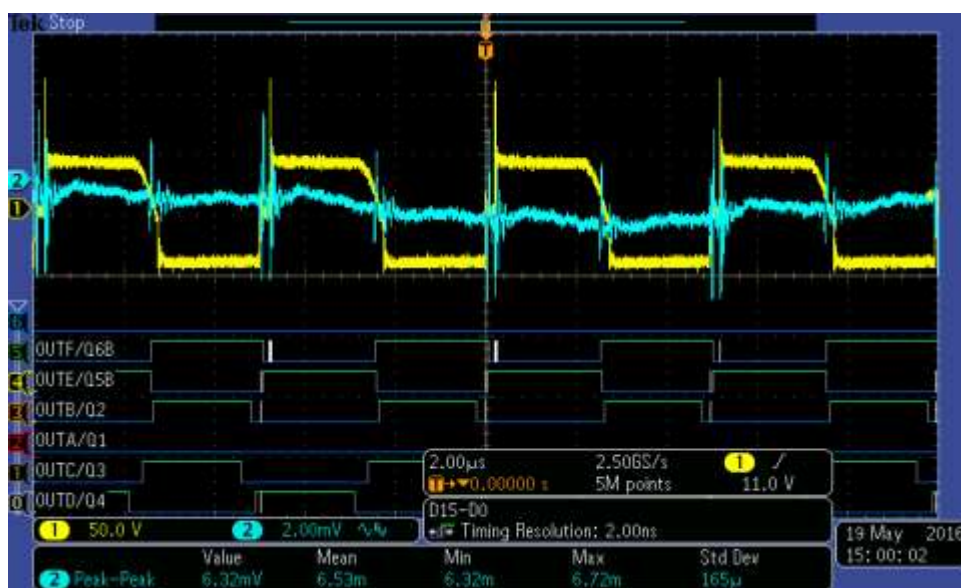
*Obr. 4.22 : Závislosť výstupného napätia na vstupnom napätí (oranžový priebeh a popis osy y), a výstupnom prúde konvertora (modrý priebeh a popis osy y) .Utajené.*



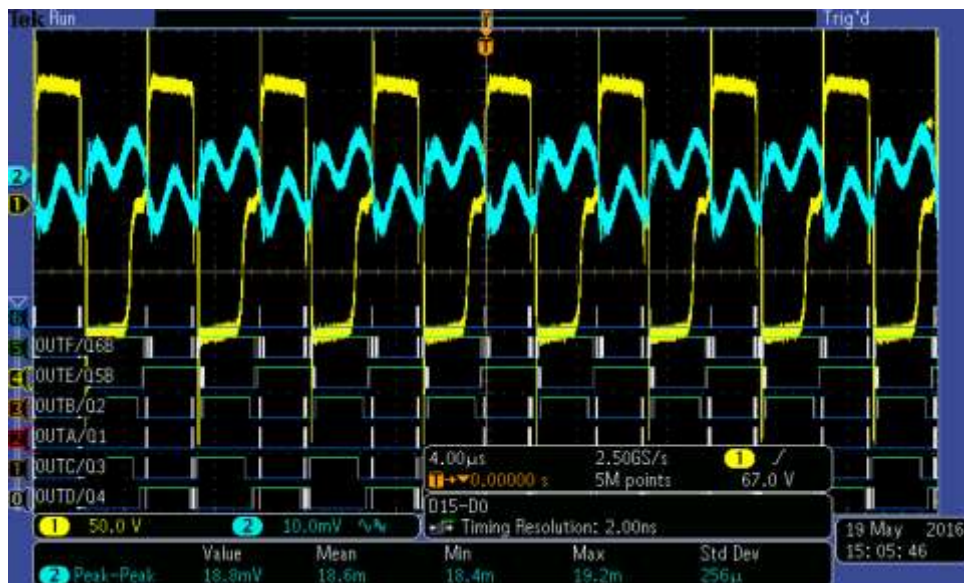
#### 4.2.5 Meranie závislosti zvlnenia výstupného napätia na výstupnom prúde pôvodného konvertora

Zvlnenie napätia na výstupe konvertora bolo merané osciloskopom. Na meranie bola použitá osciloskopická sonda 1x, šírka pásma bola obmedzená na 20 MHz, meraná bola hodnota špička-špička. Z grafu na Obr. 4.23 je možné vidieť že zvlnenie napätia na výstupe rastie s výstupným prúdom a so vstupným napätím. Zvlnenia výstupného napätia pri vstupnom napätí 200 V dosahuje pomerne dobrú hodnotu okolo 30 mV. Na Obr. 4.24 a Obr. 4.25.

Obr. 4.23 : Závislosť zvlnenia výstupného napätia na výstupnom prúde a vstupnom napätí. Utajené.

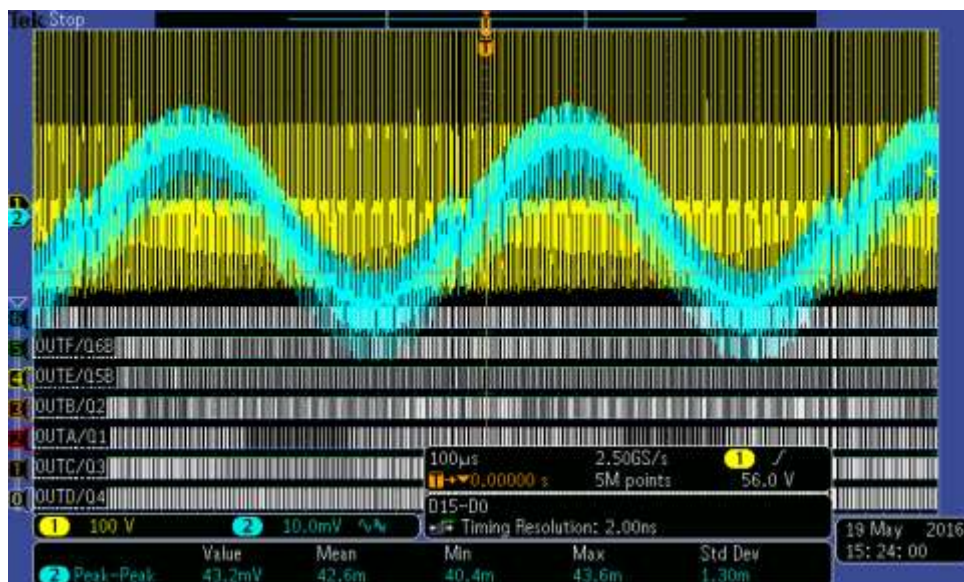


Obr. 4.24 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri nízkom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora.



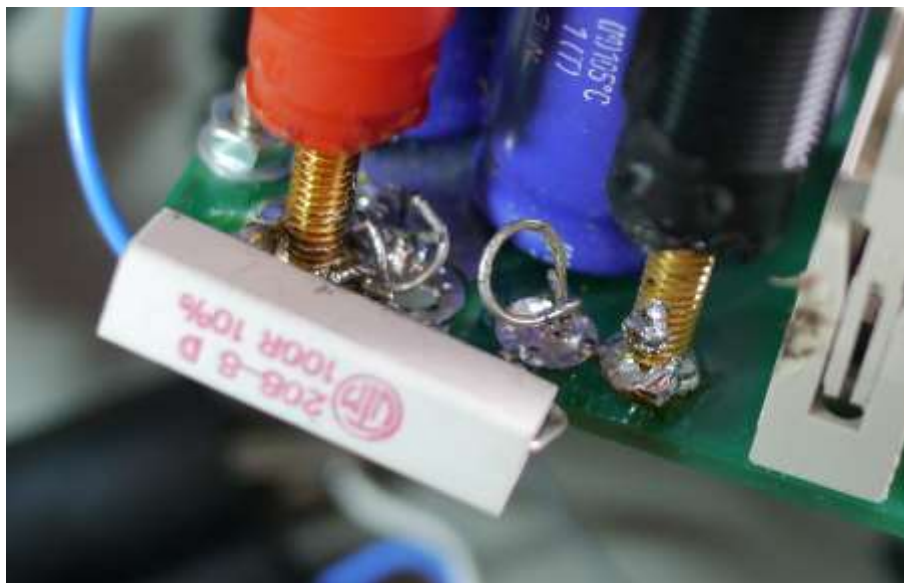
Obr. 4.25 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri vyššom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora.

V režime burst je zvlnenie výstupného napätia vyššie, keďže vtedy konvertor nepoužíva spínanie typu ZVS, pracuje teda ako normálny plný most (full bridge), dochádza k tvrdému spínaniu, ktoré generuje viac rušenia a taktiež sa znižuje účinnosť konvertora. Do tohto režimu prechádza konvertor na konci regulácie napätia na výstupe (pri nízkom výstupnom napätí). Zvlnenie v režime burst je možné vidieť na Obr. 4.26 .

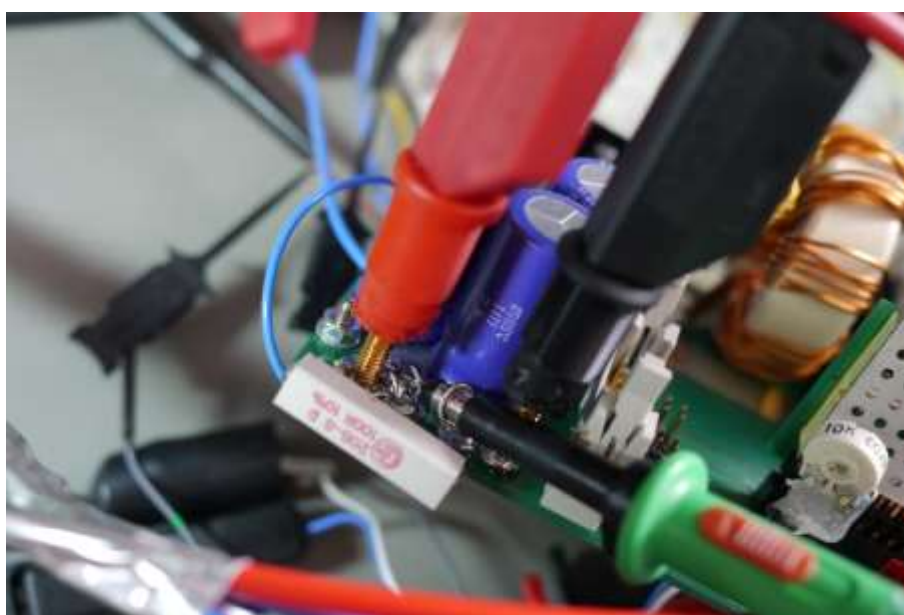


Obr. 4.26 : Zvlnenie výstupného napätia konvertora pri vyššom vstupnom napätí a výstupnom prúde – žltý priebeh napätie na primárnej strane transformátora, modrý priebeh napätie na výstupe konvertora.

Zvlnenie bolo merané metódou podobnou ako metóde „tip and barrel“ popísanej v kapitole 3.2.3. Na DPS bolo prispájkované pružné uchytenie pre sondu s minimálnou dĺžkou vodičov vedúcich z DPS, ako je možné vidieť na Obr. 4.27 a Obr. 4.28.



*Obr. 4.27 : Meranie zvlnenia výstupného napätia – očko pre sondu*



*Obr. 4.28 Meranie zvlnenia výstupného napätia*

#### **4.2.6 Oživovanie a meranie nového prototypu konvertora**

Osadenú DPS novej (optimalizovanej) verzie konvertora je možné vidieť v prílohe F. Z časových dôvodov sa bohužiaľ nepodarilo detailne zmerať a posúdiť vplyv optimalizácií, čo ale nebolo uvažované ani v zadaní práce. V ďalšom vývoji konvertora bude pokračované v rámci pracovného pomeru autora práce vo firme Meatest.

# ZÁVER

Cieľom tejto práce bola optimalizácia parametrov prototypu konvertora spínaného DC-DC konvertora hlavne ohľadom na minimalizáciu jeho stratového výkonu a maximalizáciu účinnosti, zníženie hodnoty generovaného tepla a vyžarovaného rušivého elektromagnetického žiarenia.

V 1. kapitole boli popísané vybrané topológie DC-DC konvertorov.

V 2. kapitole boli stanovené parametre konvertora, vysvetlené funkcie blokov z celkovej schémy z príloh A,B. V kapitolách 2.3-2.6 boli vybrané viaceré varianty použitých súčiastok podľa aktuálnej ponuky na trhu vzhľadom na splnenie vypočítaných parametrov a ich cenu. Ich vybrané parametre boli porovnané s ich cenou v grafoch. Všetky výpočty sú súčasťou dokumentu Excel, ktorý dovoľuje dynamický prepočet všetkých výstupných parametrov podľa vstupných, preto je ho možné použiť aj na výpočet iných návrhov konvertorov typu plného mostu (full bridge) so spínaním ZVS.

V kapitole 2.3 bol navrhnutý transformátor a cievky na primárnej a sekundárnej strane, ktoré boli po ich realizácii použité na oživenie prototypu konvertora. V kapitole 2.3.2 bol popísaný spôsob realizácie transformátora.

Následne bolo v kapitolách 2.4 a 2.5 vybraných 10 variant vhodných tranzistorov pre použitie na primárnej aj sekundárnej strane konvertora a boli porovnané ich parametre, a to hlavne ich stratové výkony vzhľadom na ich cenu. Ďalej boli vypočítané tepelné odpory chladičov tranzistorov pre fungovanie tranzistorov v ich dovolenom rozsahu pracovných teplôt. Výsledkom optimalizácie sú tranzistory generujúce menší stratový výkon, ktorý prispieva k zvýšeniu účinnosti konvertora.

V kapitolách 2.5 a 2.6 boli vypočítané parametre kondenzátorov na vstupe a výstupe konvertora, bolo vybraných niekoľko rôznych variant kondenzátorov a ich vypočítané a namerané parametre boli porovnané najmä s ich cenou. Výsledkom optimalizácie boli kondenzátory s lepšími parametrami. Optimalizované kondenzátory na výstupe konvertora vďaka ich menším rozmerom zaberajú menšiu plochu, táto plocha preto bola využitá pre montáž väčšieho počtu kondenzátorov na výstupe oproti pôvodnému prototypu, čo znižuje hodnotu zvlnenia výstupného napätia. Taktiež bol zvyšný ušetrený priestor využitý pre montáž väčšieho chladiča pre tranzistory synchronného usmerňovača na sekundárnej strane transformátora.

V kapitole 2.7 bola popísaná optimalizácia DPS. Optimalizácia DPS bola zameraná na zmenšenie rušenia, požiadaviek EMC, zmenšenia ceny a zjednodušenia spôsobu výroby a osadzovania DPS. Plocha polygónov medi prenášajúcich veľké prúdy bola zväčšená. Cesty vedúce citlivé signály boli skrátené, optimalizované bolo rozloženie zeme na DPS. V programe Eagle boli vytvorené modely nových súčiastok a to najmä chladičov a kondenzátorov, modely boli dosadené na DPS.

V kapitole 2.8 bol vykonaný návrh doplnkové tienenia konvertora pomocou laminácie papiera ako izolantu opatreného z druhej strany hliníkovou fóliou vo forme tienenia. Montáž doplnkového tienenia je zaistená spájkovaním na vyhradené miesta DPS. Podobnú funkciu doplnkového tienenia má aj kryt od firmy Laird popísaný v kapitole 2.7 použitý pre dcérsku DPS s riadiacim obvodom.

Porovnanie celkovej ceny, celkového stratového výkonu nových vybraných súčiastok a pôvodných je uvedené v kapitole 2.9 a porovnané v grafoch. Výberom ideálnych súčiastok môže byť stratový výkon, ktorý vzniká najmä na tranzistoroch zmenšený o 17,5W pri znížení ceny o 23 Kč, prípadne cena môže byť zmenšená o 215 Kč pri zväčšení celkového stratového výkonu o 4,9W. Účinnosť konvertora je úmerná stratovému výkonu, zmenšením stratového výkonu vznikajúceho na súčiastkach je možné

zväčšiť účinnosť konvertora, čo bolo overené aj pri oživovaní a meraní konvertora.

V kapitole 3 bola popísaná metodika a automatizácia merania konvertorov, vykonaná bola diskusia o použití vhodných prístrojov a techník merania pre meranie parametrov konvertora. V tejto kapitole ďalej boli taktiež vypracované protokoly do programu Simple, ktoré umožňujú automatizované meranie vybraných parametrov konvertora diaľkovým ovládaním prístrojov, odčítaní a spracovania meraných hodnôt pomocou zbernice GPIB.

V kapitole 4 bolo popísané ožiovovanie a meranie najmä pôvodného prototypu. Počas ožiovovania sa vyskytli závažné problémy so stabilitou a rušením v konvertore. Problémy sa podarilo odstrániť len z časti, charakteristiky konvertora bolo rozhodnuté namerať pri maximálnej polovičnej hodnote vstupného napätia kde fungoval konvertor správne pri všetkých podmienkach. Vzniknuté problémy neboli ale zavinené chybným návrhom autora práce, keďže autorom pôvodného návrhu konvertora vrátane pôvodných DPS, ktoré boli ožiovované a merané je konzultant tejto práce a ich funkčnosť, keďže sa jedná už o tretiu verziu DPS, bola vo veľkej miere predpokladaná. Namerané charakteristiky odpovedajú teoretickým predpokladom. Na základe zistených skutočností a nameraných hodnôt boli vytvorené ďalšie optimalizácie konvertora. Na základe týchto a predošlých optimalizácií bolo rozhodnuté vyrobiť novú verziu hlavnej dosky prototypu, keďže tá má najväčší vplyv na charakteristiky rušenia. Nový prototyp bol taktiež osadený súčiastkami vybranými na základe optimalizácie pôvodných. Následne bol oživený a bolo preskúmané jeho správanie pri rôznych nastaveniach. Dôkladné nameranie parametrov nového prototypu a posúdenie vplyvu optimalizácií v detailnejšej miere ale nebolo možné z časového hľadiska. Na základe poznatkov z ožiovovania a merania konvertora boli navrhnuté ďalšie optimalizácie, ktoré sú popísané priamo v kapitole 4.2.1, prípadne boli pridané a zahrnuté do optimalizácií popísaných v kapitole 2.

V prílohách práce sú uvedené najmä podklady pre výrobu konvertora, štruktúry protokolov do programu Simple, výpočty parametrov tranzistorov v kompletnej forme a fotodokumentáciu, ktorá zahŕňa taktiež fotografie z termokamery.

Medzi hlavné prínosy práce je možné zhrnúť : zlepšenie parametrov konvertora ako je účinnosť a zníženie vyžarovaného rušenia na základe optimalizácie súčiastok a DPS, ktoré bolo overené ako v teoretickej – výpočtovej ako aj praktickej rovine, zmenšenie cenových nákladov na výrobu konvertora. Ďalej boli v práci vyskúšané nové výrobné postupy, najmä pri výrobe izolačného/tieniaceho štítu, bolo vyskúšané použitie nových perspektívnych súčiastok ako je tienenie na DPS od firmy Laird, nové chladiče od Firmy Fischer s montážou tranzistorov pomocou spon. V práci boli naprogramované protokoly do programu Simple, ktoré je možné použiť na meranie tohto konvertora, a aj iných konvertorov podobného typu.

V práci, a teda v ďalšom vývoji prototypu konvertora bude pokračované v rámci pracovného pomeru autora práce v spoločnosti Meatest, spol. s r.o.



# LITERATÚRA

- [1] ROZENBLAT, Lazar. *SWITCH MODE POWER SUPPLY TUTORIAL: BLOCK DIAGRAM and BASIC THEORY OF OPERATION* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://www.smeps.us/power-supply.html>
- [2] *Switch Mode Power Supply: Reference manual* [online]. In: . s. 73 [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF)
- [3] WUIDART, L. *TOPOLOGIES FOR SWITCHED MODE POWER SUPPLIES* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: [http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\\_note/CD00003910.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/CD00003910.pdf)
- [4] KAMIL, Mohammad. *AN1114: Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)* [online]. In: . s. 48 [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [5] *Energia magnetického poľa* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: [http://www.ddp.fmph.uniba.sk/~koubek/UT\\_html/G3/kap2/2-6.htm](http://www.ddp.fmph.uniba.sk/~koubek/UT_html/G3/kap2/2-6.htm)
- [6] *SWITCHING REGULATORS* [online]. In: . s. 34 [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva559/snva559.pdf>
- [7] ERICKSON, Robert. *DC-DC Power Converters* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://ecee.colorado.edu/~ecen4517/materials/Encyc.pdf>
- [8] BERSANI, Antonio. *AN1207: Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01207B.pdf>
- [9] BELL, Bob a Ajay HARI. *Topology Key to Power Density in Isolated DC-DC Converters* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: [http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/images/DC\\_AC\\_Converters211.pdf](http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/images/DC_AC_Converters211.pdf)
- [10] *Zero-Voltage Switching Full-Bridge Converter: Operation, FOM, and Guidelines for MOSFET Selection* [online]. In: . [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/90936/an847.pdf>
- [11] FRANCESCO, Domenico a Mente RENÉ. *ZVS Phase Shift Full Bridge: CFD2 Optimized Design* [online]. In: . s. 25 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Application+Note+-+Evaluation+Board+-+ZVS+Phase+Shift+Full+Bridge+-+CoolMOS+CFD2+-+IPW65R080CFD.pdf?fileId=db3a30433f9a93b7013f9f582ddb1fd9>
- [12] ANDREYCAK, Bill. *Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion: CFD2 Optimized Design* [online]. In: . s. 28 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva159/slva159.pdf>
- [13] MOHAN, N., R. AYYANAR a E. PERSSON. *Soft-Switching in DC-DC Converters: Principles, Practical Topologies, Design Techniques, Latest Developments* [online]. In: . 2002, s. 31 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://aboutme.samexent.com/classes/spring09/ee5741/SoftSwitching\\_Lecturenotes.pdf](http://aboutme.samexent.com/classes/spring09/ee5741/SoftSwitching_Lecturenotes.pdf)
- [14] *UCC28950 Green Phase-Shifted Full-Bridge Controller With Synchronous Rectification: SLUSA16C* [online]. In: . 2015, s. 74 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28950.pdf>

- [15] O'LOUGHLI, Michael. *UCC28950 600-W, Phase-Shifted, Full-Bridge Application Report* [online]. In: . 2011, s. 30 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva560c/slva560c.pdf>
- [16] *LECTURE 34: HIGH FREQUENCY TRANSFORMER* [online]. In: . s. 23 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.engr.colostate.edu/ECE562/98lectures/134.pdf>
- [17] *PowerESim* [online]. [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://poweresim.com/>
- [18] *TX40/24/15: Alloy powder toroids* [online]. In: . 2008, s. 3 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/345001/FERROXCUBE/TX40-24-15.html>
- [19] *Chapter 15 - Inductors: Factors Affecting Inductance* [online]. In: . [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.allaboutcircuits.com/textbook/direct-current/chpt-15/factors-affecting-inductance/>
- [20] Electrical resistivity and conductivity. *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [https://en.wikipedia.org/wiki/Electrical\\_resistivity\\_and\\_conductivity](https://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_resistivity_and_conductivity)
- [21] *Inductor Design with Magnetics Powder Cores* [online]. [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.mag-inc.com/design/design-guides/inductor-design-with-magnetics-powder-cores>
- [22] Cerezo, J.: *Application Note AN-1070 – Class D audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters*. International Rectifier, [online] 2005 [cit. 2015-11-25]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1070.pdf>
- [23] *T1STD10NM60ND, STF10NM60ND STP10NM60ND: N-channel 600 V, 0.57  $\Omega$ , 8 A, DPAK, TO-220FP, TO-220 FDmesh™ II Power MOSFET (with fast diode)* [online]. In: . 2011, s. 19 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1875318.pdf>
- [24] *T2CoolMos CDF2 650V* [online]. In: . 2011, s. 20 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.infineon.com/dgdl/DS\\_IPX65R110CFD\\_2\\_61.pdf?folderId=db3a3043156fd5730115c736bcc70ff2](http://www.infineon.com/dgdl/DS_IPX65R110CFD_2_61.pdf?folderId=db3a3043156fd5730115c736bcc70ff2)
- [25] *T3STF13NM60N, STI13NM60N, STP13NM60N, STU13NM60N, STW13NM60N: N-channel 600 V, 0.28  $\Omega$  typ., 11 A MDmesh™ II Power MOSFET in TO-220FP, I<sup>2</sup>PAK, TO-220, IPAK, TO-247 packages* [online]. In: . 2012, s. 21 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1689955.pdf>
- [26] *T4STF15N65M5, STF15N65M5, STP15N65M5: N-channel 650 V, 0.308  $\Omega$  typ., 11 A MDmesh™ V Power MOSFET in TO-220FP, I<sup>2</sup>PAKFP and TO-220 packages* [online]. In: . 2012, s. 17 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00049306.pdf>
- [27] *T5TK10A60W5: N-channel 650 V, 0.308  $\Omega$  typ., 11 A MDmesh™ V Power MOSFET in TO-220FP, I<sup>2</sup>PAKFP and TO-220 packages* [online]. In: . 2014, s. 10 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=14291>
- [28] *T6 CoolMos E6* [online]. In: . 2010, s. 17 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1648225.pdf>
- [29] *T7 FCP11N60F: N-Channel SuperFET® FRFET® MOSFET* [online]. In: . 2013, s. 8 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1781176.pdf>
- [30] *T8 SPP20N60S5: Cool MOS™ Power Transistor* [online]. In: . 2005, s. 11 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/46243.pdf>



- [31] T9 STF18N65M5, STI18N65M5, STP18N65M5, STW18N65M5: N-channel 650 V, 0.198  $\Omega$  typ., 15 A MDmesh™ V Power MOSFET in TO-220FP, I<sup>2</sup>PAK, TO-220 and TO-247 packages [online]. In: . 2012, s. 19 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00049722.pdf>
- [32] T10 STB24N60DM2, STP24N60DM2, STW24N60DM2: N-channel 600 V, 0.175  $\Omega$  typ., 18 A FDmesh II Plus™ low Q<sub>g</sub> Power MOSFETs in D2PAK, TO-220 and TO-247 packages [online]. In: . 2014, s. 21 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00099972.pdf>
- [33] EJURY, Jens. *How to Compare the Figure Of Merit (FOM) of MOSFETs: Factors Affecting Inductance* [online]. In: . 2003, s. 5 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://bbs-static-2.21dianyuan.com/download.php?id=47508>
- [34] N-channel MDmesh >350 V to 700 V [online]. In: . [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: [http://www.st.com/web/catalog/sense\\_power/FM100/CL824/SC1167](http://www.st.com/web/catalog/sense_power/FM100/CL824/SC1167)
- [35] PSMN4R6-60PS: N-channel 60 V, 4.6 m $\Omega$  standard level MOSFET in TO220 [online]. In: . 2012, s. 14 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/PSMN4R6-60PS.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PSMN4R6-60PS.pdf)
- [36] PSMN5R0-80PS: N-channel 80 V 4.7 m $\Omega$  standard level MOSFET [online]. In: . 2009, s. 13 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/PSMN5R0-80PS.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/PSMN5R0-80PS.pdf)
- [37] IPB034N06L3 G IPI037N06L3 G IPP037N06L3 G: OptiMos™ 3 Power-Transistor [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/196/IPP037N06L3\\_Rev2.7-96280.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/196/IPP037N06L3_Rev2.7-96280.pdf)
- [38] IPP040N06N: OptiMos™ 3 Power-Transistor [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/196/IPP040N06N\\_Rev2.2-358968.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/196/IPP040N06N_Rev2.2-358968.pdf)
- [39] IPP052NE7N3: OptiMos™ 3 Power transistor [online]. In: . 2009, s. 10 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP052NE7N3+G-DS-v02\\_01-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014ff96f171905f2](http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP052NE7N3+G-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4624fb7fef2014ff96f171905f2)
- [40] StrongIRFET™ IRFB7545PbF: HEXFET® Power MOSFET [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/196/irfb7545pbf-937586.pdf>
- [41] PSMN4R2-60PL: N-channel 60 V, 3.9 m $\Omega$  logic level MOSFET in SOT78 [online]. In: . 2013, s. 13 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1698568.pdf>
- [42] IPB80N06S4L-05 IPI80N06S4L-05, IPP80N06S4L-05: OptiMOS® -T2 Power-Transistor [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-I80N06S4L\\_05-DS-v01\\_00-en-785442.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-I80N06S4L_05-DS-v01_00-en-785442.pdf)
- [43] IPB037N06N3 G IPI040N06N3 G IPP040N06N3 G: OptiMos™ 3 Power-Transistor [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-IPP040N06N3-DS-v01\\_03-en-522781.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-IPP040N06N3-DS-v01_03-en-522781.pdf)
- [44] IPP029N06N: OptiMos™ Power-Transistor [online]. [cit. 2016-05-21]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-IPP029N06N-DS-v02\\_06-EN-360541.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/196/Infineon-IPP029N06N-DS-v02_06-EN-360541.pdf)

- [45] EJURY, Jens. *ADP3623/ADP3624/ADP3625/ADP3633/ADP3634/ADP3635: High Speed, Dual, 4 A MOSFET Driver with Thermal Protection* [online]. In: . 2009, s. 16 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/608935.pdf>
- [46] PATOČKA, M. *Výkonová elektronika. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky : Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií*, 2010. 140 s.
- [47] ŠTÁL, P., *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D základní principy a konstrukce zesilovače*, Praha: BEN – technická literatura, 2008. 200s. ISBN 978-80 7300-230-5.
- [48] *Power Supply Topologies* [online]. In: . s. 2 [cit. 2015-12-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/sg/slurw001e/slurw001e.pdf>
- [49] *Extruded heatsinks for lock-in retaining spring: SK 489* [online]. In: . [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/A03/Extruded%20heatsinks%20for%20lock-in%20retaining%20spring/PR/SK489\\_/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/A03/Extruded%20heatsinks%20for%20lock-in%20retaining%20spring/PR/SK489_/index.xhtml)
- [50] *Finger shaped heatsinks: FK 231 SA 220* [online]. In: . [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/C01/Finger%20shaped%20heatsinks/PR/FK231\\_SA\\_220\\_/\\$productCard/parameters/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/C01/Finger%20shaped%20heatsinks/PR/FK231_SA_220_/$productCard/parameters/index.xhtml)
- [51] *Extruded heatsinks for lock-in retaining spring: SK 576* [online]. In: . [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/A03/Extruded%20heatsinks%20for%20lock-in%20retaining%20spring/PR/SK576\\_/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/A03/Extruded%20heatsinks%20for%20lock-in%20retaining%20spring/PR/SK576_/index.xhtml)
- [52] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: Standard, For General Purposes SD Series* [online]. [cit. 2016-05-16]. Dostupné z: <https://www.sos.sk/productdata/17/14/22/171422/SD.pdf>
- [53] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: BXW SERIES 105°C Long Life (10000~12000 hours), Ultra Miniaturized* [online]. [cit. 2016-05-16]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1910941.pdf>
- [54] *ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: CYseries Miniature Sized, High Ripple Current, High Reliability* [online]. [cit. 2016-05-16]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/sk/Document/ad88fc43a0bc9895f5c2c01318453f50/e-cy.pdf3>
- [55] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: KXJSeries* [online]. [cit. 2016-05-16]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/420/al-kxj-e-140701-514738.pdf4>
- [56] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: LXY series* [online]. In: . 2015, s. 2 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1514050.pdf>
- [57] *Aluminum Electrolytic Capacitors/ FR: LXY series* [online]. In: . 2014, s. 5 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1897635.pdf>
- [58] *ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: PW series : Miniature Sized, Low Impedance, High Reliability For Switching Power Supplies* [online]. In: . s. 5 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/Document/f0ed906e3e46b26d1cb9b355ff46c0e6/e-pw.pdf>

- [59] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: GDP Series* [online]. In: . s. 4 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: [http://www.mouser.com/ds/2/420/UCC\\_GPDDatasheet-340715.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/420/UCC_GPDDatasheet-340715.pdf)
- [60] *MINIATURE ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: KYA Series* [online]. In: . s. 3 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1973296.pdf>
- [61] *ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS: HV Series* [online]. In: . s. 3 [cit. 2015-11-28]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/293/e-hv-4026.pdf>
- [62] LAIRD BMI-S-203: Overview for Laird BMI-S-203 [online]. [cit. 2016-05-16]. Dostupné z: <http://parafix.com/product/laird-bmi-s-203/>
- [63] *Simple: Uživatelská příručka*. In: . 2015, s. 35 [cit. 2015-11-26].
- [64] LIMJOCO, Aldrick. *AN-1144: Measuring Output Ripple and Switching Transients in Switching Regulators* [online]. In: . 2013, s. 8 [cit. 2015-11-26]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1144.pdf>
- [65] UCC28950 Excel Design Tool (Rev. C) [online]. [cit. 2016-05-22]. Dostupné z: <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?baseLiteratureNumber=sluc222&fileType=zip>

# ZOZNAM SYMBOLOV, VELIČÍN A SKRATIEK

$A$	[dB]	zisk
$B$	[T]	magnetická indukcia
$C$	[F]	kapacita kondenzátora
$d$	[m]	priemer
$C_{OSS}$	[F]	výstupná kapacita tranzistora MOSFET
$f$	[Hz]	frekvencia
$f_{SW}$	[Hz]	frekvencia spínania
$I$	[A]	prúd
$I_D$	[A]	prúd elektródou drain tranzistora MOSFET
$L$	[H]	indukčnosť cievky
$l$	[m]	dĺžka
$P$	[W]	výkon
$P_{OUT}$	[W]	výstupný výkon
$P_Q$	[W]	stratový výkon tranzistora
$Q$	[C]	náboj
$Q_G$	[C]	náboj elektródy gate MOSFET tranzistora
$Q_{RR}$	[C]	hodnota komutačného náboja integrovanej diódy tranzistora MOSFET
$R_{DS(ON)}$	[ $\Omega$ ]	statický odpor medzi elektródami drain a source tranzistora MOSFET v zopnutom stave
$R$	[ $\Omega$ ]	odpor
$R_Z$	[ $\Omega$ ]	odpor záťaže
$R_Z$	[ $\Omega$ ]	odpor záťaže
$R_\theta$	[ $\Omega$ ]	tepelný odpor
$S$	[m <sup>2</sup> ]	obsah
$T_H$	[°C]	teplota chladiča
$T_j$	[°C]	teplota čipu (prechodu)
$T_0$	[°C]	teplota okolia
$t_r$	[s]	doba nábehu
$t_f$	[s]	doba dobehu
$U_{DS}$	[V]	napätie medzi elektródou drain a source tranzistora
$U_{GS}$	[V]	napätie medzi elektródou gate a source tranzistora
$\Theta, T$	[°C]	Teplota

$\varphi$	[°]	fáza
CLK		hodinový signál digitálnych obvodov
DPS/PCB		doska plošného spoja/ <i>printed circuit board</i>
EM		elektromagnetický
ESR		ekvivalentný sériový odpor
FOM		<i>figure of merit</i>
GPIO		<i>General Purpose Interface Bus</i> – 8 bitové rozhranie na diaľkové ovládanie prístrojov
LED		<i>light emitting diode</i> – luminiscenčná dióda
MOSFET		<i>metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PF		<i>power factor</i> – účinník
PFC		<i>power factor correction (unit)</i> – obvod korekcie účinníku
PWM		<i>pulse width modulation</i> – pulzne šírková modulácia
SMD		<i>surface mount device</i> - súčiastka pre povrchovú montáž
THT		<i>through-hole technology</i> - vývodová súčiastka
@		<i>at a rate of</i> – počas/pri parametre veľkosti...

# ZOZNAM PRÍLOH

A	Podklady Konvertora : Riadiaca jednotka .....	ii
A.1	Schéma .....	ii
A.2	Predlohy DPS .....	ii
A.3	Zoznam súčiastok .....	iii
B	Podklady Konvertora : Hlavná DPS .....	iv
B.1	Predlohy DPS .....	vi
B.2	Osadzovacie plány/potlač DPS .....	vii
B.3	Vrstva stop – výluka nepájivej masky .....	viii
B.4	Zoznam súčiastok .....	ix
C	Protokoly Simple pre Automatizáciu merania .....	xiv
C.1	Otváracie a zatváracie makro prístrojov Chroma 61501 a 6310A .....	xiv
C.2	Meranie účinnosti – zoznam použitých príkazov .....	xv
C.3	Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom .....	xvi
C.4	Meranie závislosti výstupného napätia na referenčnom napätí riadiaceho obvodu .....	xvii
C.5	Popis okna programu Simple .....	xviii
D	Konvertor typu Full bridge ZVS – Fázy operácie .....	xix
E	Návrh Doplnkového tienenia .....	xxii
F	Fotografie konvertora .....	xxiii
G	Fotografie z Termokamery .....	xxv
H	Kompletné tabuľky s výpočtami parametrov tranzistorov .....	xxv

# **A    PODKLADY KONVERTORA : RIADIACA JEDNOTKA**

## **A.1    Schéma**

*Obr. A1 : Schéma riadiacej jednotky. Utajené.*

## **A.2    Predlohy DPS**

*Obr. A2,A3,A4,A5 : Predlohy DPS, osadzovacie plány. Strana TOP (vľavo),BOTTOM (vpravo).  
Nezrkadlené. Rozmery 30x30mm, mierka 1:1. Utajené.*

### A.3 Zoznam súčiastok

*Tab. A1 : Zoznam súčiastok. Utajené.*

[illegible]



## **B    PODKLADY KONVERTORA : HLAVNÁ DPS**

*Obr. B1 Schéma hlavná DPS 1.časť : Hlavná časť obvodu. Utajené.*

*Obr. B2 Schéma hlavní DPS 2.část : Pomocné obvody*

## **B.1 Predlohy DPS**

*Obr. B3,B4 : Predlohy DPS Strana TOP (hore),BOTTOM (dole). Rozmery 155x90mm.  
Nezrkadlené. Veľkosť 90%. Utajené.*

## **B.2 Osadzovacie plány/potlač DPS**

*Obr. B5,B6 : Osadzovacie plány Strana TOP (hore),BOTTOM (dole). Nezrkadlené. Utajené.*

### **B.3 Vrstva stop – výluka nepájivej masky**

*Obr. B5,B6 : Vrstvy stop. Strana TOP (hore),BOTTOM (dole). Nezrkadlené. Utajené.*

## B.4 Zoznam súčiastok

*Tab. B1 : Zoznam súčiastok. Utajené.*

[illegible]











# C PROTOKOLY SIMPLE PRE AUTOMATIZÁCIU MERANIA

## C.1 Otváracie a zatváracie makro prístrojov Chroma 61501 a 6310A

Tab. C1 : Otváracie a zatváracie makro prístrojov Chroma 61501 a 6310A. Utajené.

Krok	Prí- stroj	Typ ovláda- nia	Typ operácie	Operá- cia	Parametre operá- cie	Popis operácie
1	61501	Diaľkové	Otváracie macro	Write		Reset nastavení
2				Delay		Doporučené čakanie po RST
3				Write		Vymazanie registrov
4				Write		Žiadosť o identifikáciu
5				Read		Zápis identifikácie do premennej
6				Compare		Porovnanie reťazca, kontrola správneho prí- stroja
7						
8						
9			Zatváracie macro	Write		Vypnutie výstupných svoriek
10				Write		
11				Write		Vynulovanie nastaveného napätia
12				Write		
Krok	Prí- stroj	Typ ovláda- nia	Typ operácie	Operá- cia	Parametre operá- cie	Popis operácie
1	6310A	Diaľkové	Otváracie macro	Write		Žiadosť o identifikáciu
2				Read		Zápis identifikácie do premennej
3				Compare		Porovnanie reťazca, kontrola správneho prí- stroja
4						
5						
6				Write		Zapnutie diaľkového ovládania
7				Write		Vymazanie registrov
8				Write		Reset nastavení
9			Zatváracie macro	Write		Vypnutie vstupných svoriek
10				Write		Vypnutie diaľkového ovládania

## C.2 Meranie účinnosti – zoznam použitých príkazov

Tab. C2 : Zoznam príkazov (hodnoty pre prvý bod merania) :  $V_{IN} = 370V$ ,  $I_{OUT} = 5A$ . Utajené.

Krok	Prístroj	Typ ovládania	Typ operácie	Operácia	Parametre operácie	Popis operácie	
1	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Zapojenie prístrojov podľa schémy	Zapojenie prístrojov
2	6310A	Diaľkové	Nastavenie	Write		Zvolený kanál 1	Pripojenie záťaže
3				Write		Mód konštantného prúdu, rozsah H	
4				Write		Nastavenie konšt. prúdu záťažou 5A	
5				Write		Zapnutie vstupných svoriek	
6	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Pripojenie napájania ±15V	Pripojenie napájania
7	61501	Diaľkové	Nastavenie	Write		Prúdový limit 5A	Pripojenie vstupného napätia
8				Write		Oneskorenie prúd. ochr. 0.5s	
9				Write		Nastavenie VAC=0V	
10				Write		Nastavenie VDC=370V	
11						Automatický rozsah	
12				Write		Zapnutie výstupných svoriek	
13				Write			
14				Delay		Čakanie 2s	
15	61501	Diaľkové	Čítanie	Write		Meranie výstupného výkonu	Meranie účinnosti
16				Read			
17	6310A	Diaľkové	Čítanie	Write		Meranie vstupného výkonu	
18				Read			
19	-	Vzorec				Výpočet účinnosti	

### C.3 Meranie závislosti výstupného napätia na vstupnom

Tab. C3 : Zoznam príkazov (hodnoty pre prvý bod merania) :  $V_{IN}= 370V$ . Utajené.

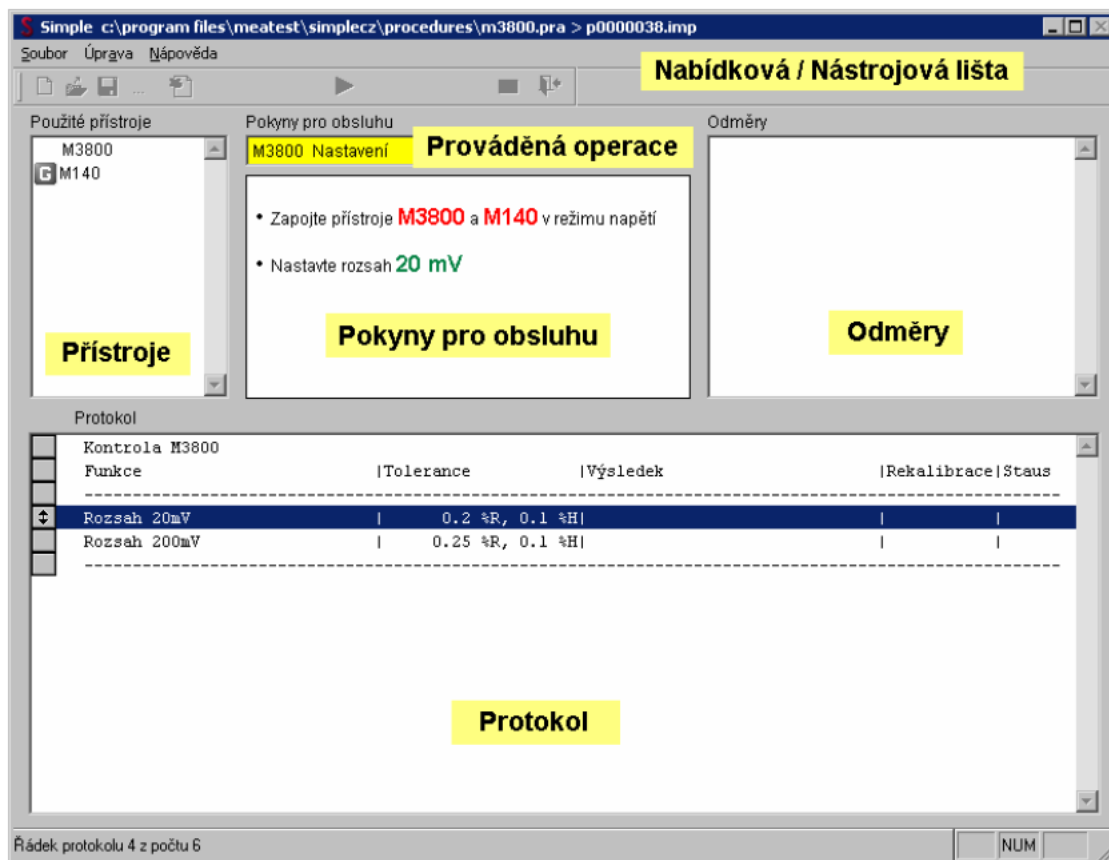
Krok	Prístroj	Typ ovládania	Typ operácie	Operácia	Parametre operácie	Popis operácie	
1	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Zapojenie prístrojov podľa schémy	Zapojenie prístrojov
2	6310A	Diaľkové	Nastavenie	Write		Zvolený kanál 1	Pripojenie záťaže
3				Write		Mód konštantného prúdu, rozsah H	
4				Write		Nastavenie konšt. prúdu záťažou 20A	
5				Write		Zapnutie vstupných svoriek	
6	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Pripojenie napájania ±15V	Pripojenie napájania
7	61501	Diaľkové	Nastavenie	Write		Prúdový limit 5A	Pripojenie vstupného napätia
8				Write		Oneskorenie prúd. ochr. 0.5s	
9				Write		Nastavenie VAC=0V	
10				Write		Nastavenie VDC=370V	
11						Automatický rozsah	
12				Write		Zapnutie výstupných svoriek	
13				Write			
14				Delay		Čakanie 2s	
15	61501	Diaľkové	Čítanie	Write		Meranie výstupného napätia	Meranie výstupného napätia
16				Read			

## C.4 Meranie závislosti výstupného napätia na referenčnom napätí riadiaceho obvodu

Tab. C4 : Zoznam príkazov pre všetky body merania. Referenčné napätie sa mení manuálne užívateľom. Utajené..

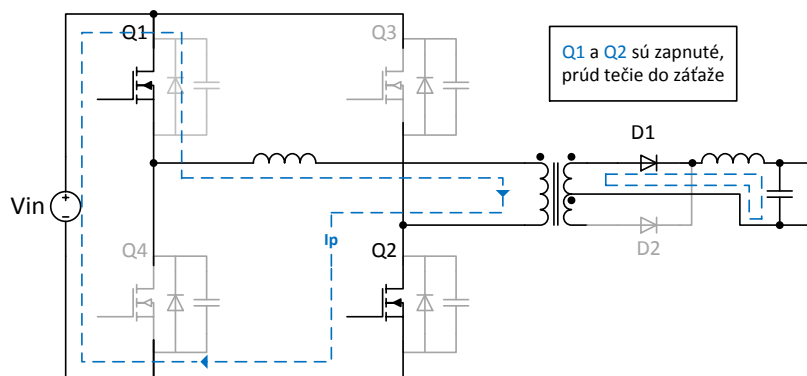
Krok	Prístroj	Typ ovládania	Typ operácie	Operácia	Parametre operácie	Popis operácie	
1	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Zapojenie prístrojov podľa schémy	Zapojenie prístrojov
2	6310A	Diaľkové	Nastavenie	Write		Zvolený kanál 1	Pripojenie záťaže
3				Write		Mód konštantného prúdu, rozsah H	
4				Write		Nastavenie konšt. prúdu záťažou 20A	
5				Write		Zapnutie vstupných svoriek	
6	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Pripojenie napájania $\pm 15V$	Pripojenie napájania
7	DCDC	Manuálne	Zapojenie prístrojov			Pripojenie referenčného napätia	Pripojenie Vref
8	61501	Diaľkové	Nastavenie	Write		Prúdový limit 5A	Pripojenie vstupného napätia
9				Write		Oneskorenie prúd. ochr. 0.5s	
10				Write		Nastavenie VAC=0V	
11				Write		Nastavenie VDC=400V	
12				Write		Automatický rozsah	
13				Write		Zapnutie výstupných svoriek	
14				Write			
15				Delay		Čakanie 2s	
16	61501	Diaľkové	Čítanie	Write		Meranie výstupného napätia	Meranie výstupného napätia
17				Read			

## C.5 Popis okna programu Simple



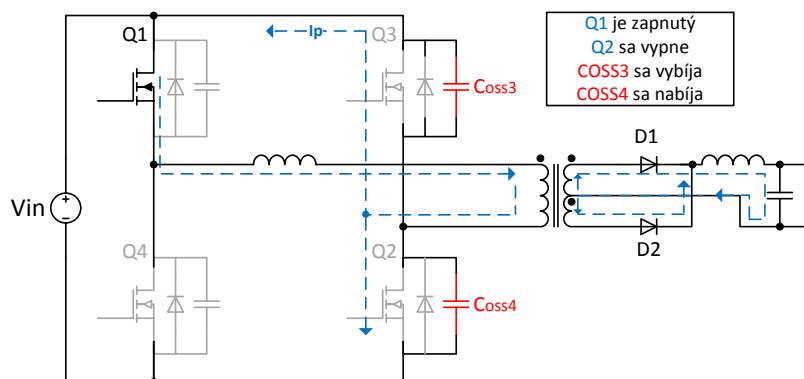
Obr. C1 : Okno programu Simple [63]

## D KONVERTOR TYPU FULL BRIDGE ZVS – FÁZY OPERÁCIE



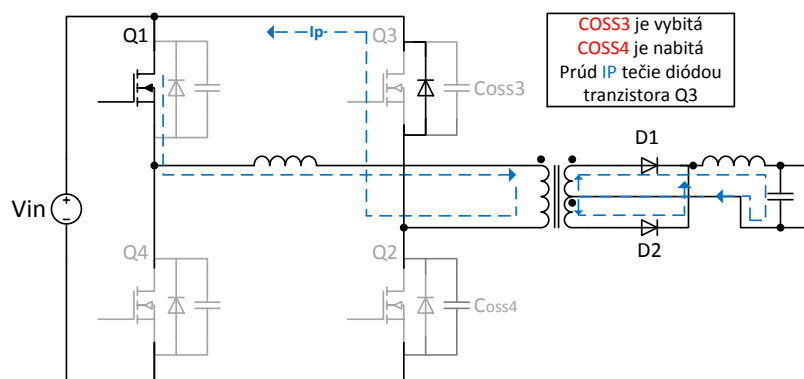
1

Tranzistory Q1 a Q2 sú zapnuté, prúdy tečú podľa obrázku. Hodnota prúd primárnou stranou  $I_P$  narastá úmerne k celkovej hodnote indukčnosti na primárnej strane.

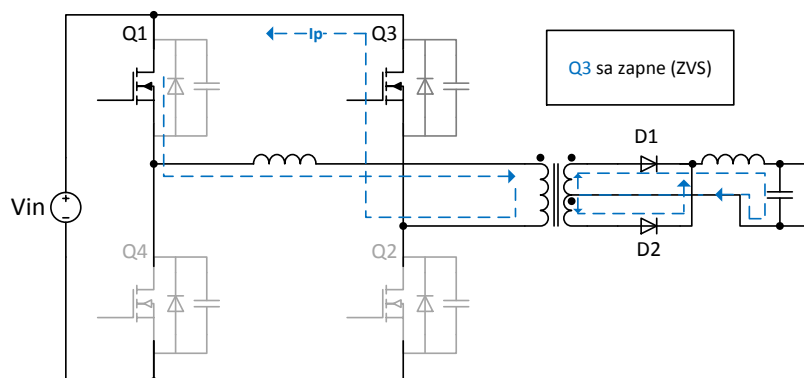


2

Energia uložená v celkovej indukčnosti primárnej strany je použitá na vybitie výstupnej kapacity tranzistora Q3 a nabitie výstupnej kapacity tranzistora Q4



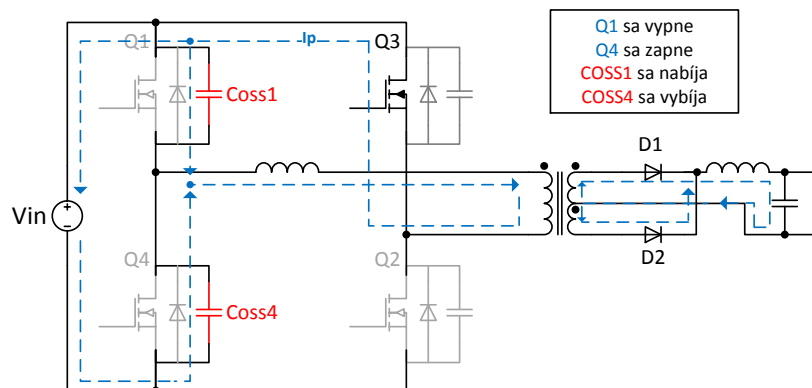
3



4

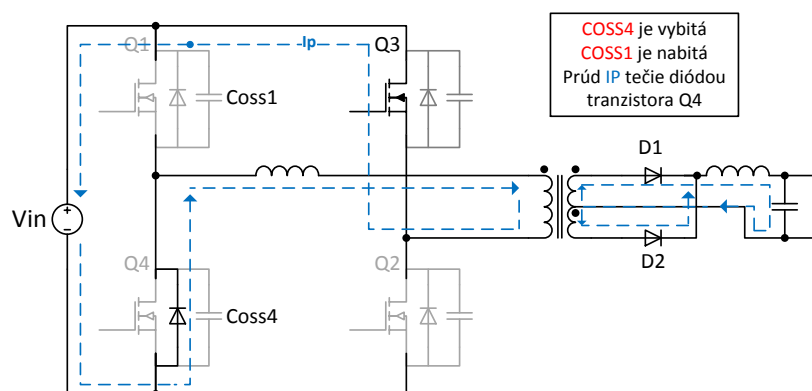
Prúd primárnou stranou prestáva tiecť diódou tranzistora Q3, prúd tečie kanálom tranzistora Q3.



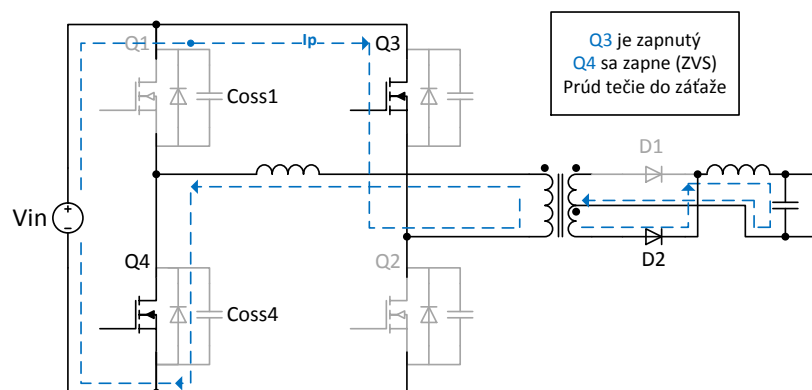


5

Energia uložená v celkovej indukčnosti primárnej strany je použitá na vybitie výstupnej kapacity tranzistora Q4 a nabitie výstupnej kapacity tranzistora Q1



6



7

Obr. D1 : Fázy ZVS



# **E NÁVRH DOPLNKOVÉHO TIENENIA**

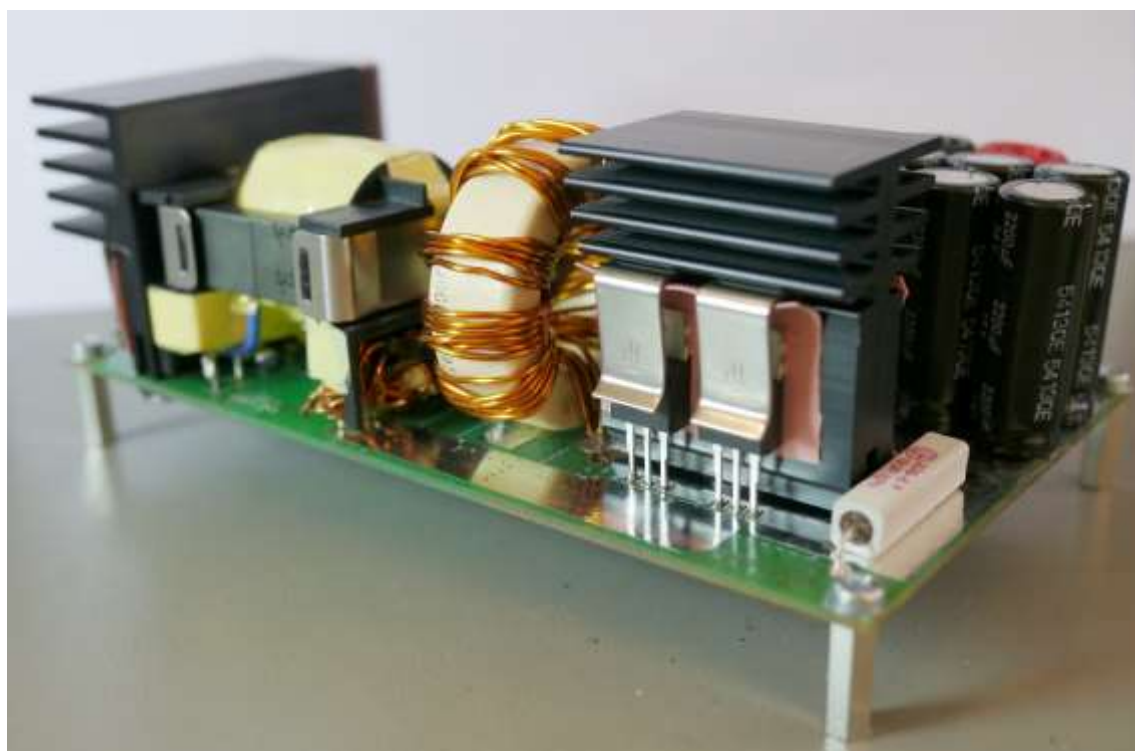
*Obr. E1: Návrh doplnkového tienenia. Rozmery 170 x 115. Utajené.*

## **F FOTOGRAFIE KONVERTORA**

*Obr. F1 : Pôvodný konvertor bez osadeného transformátoru. Utajené.*

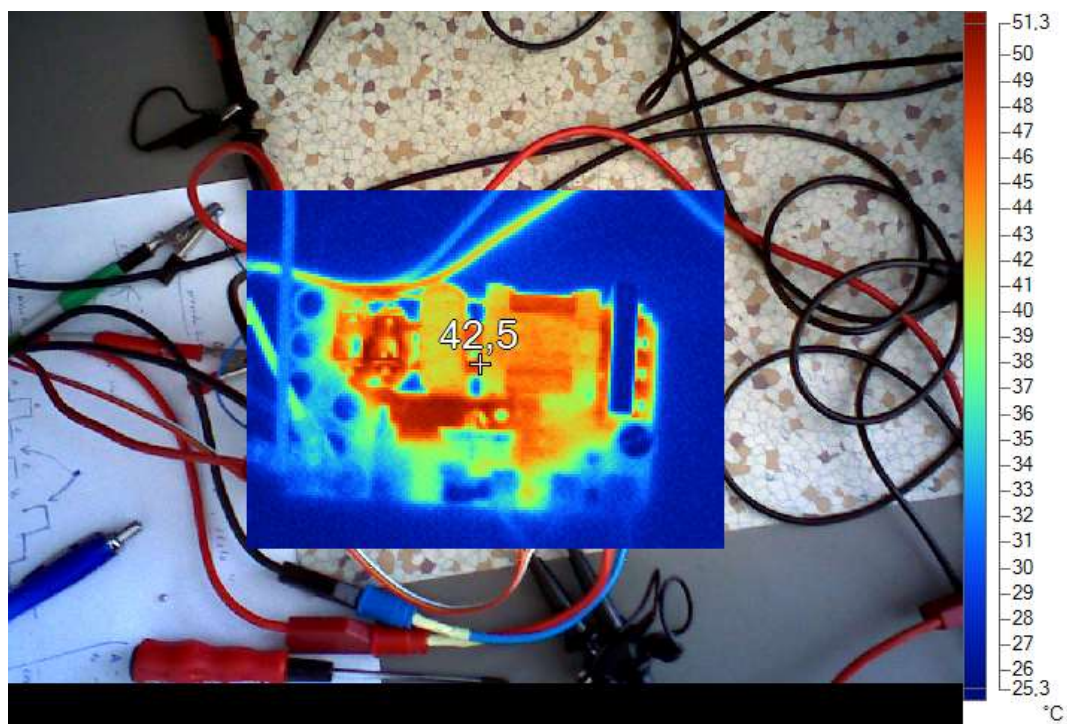
*Obr. F2 : Pôvodný konvertor bez osadeného transformátoru. Utajené.*

*Obr. F3 : Nový prototyp optimalizovaného konvertora. Utajené*

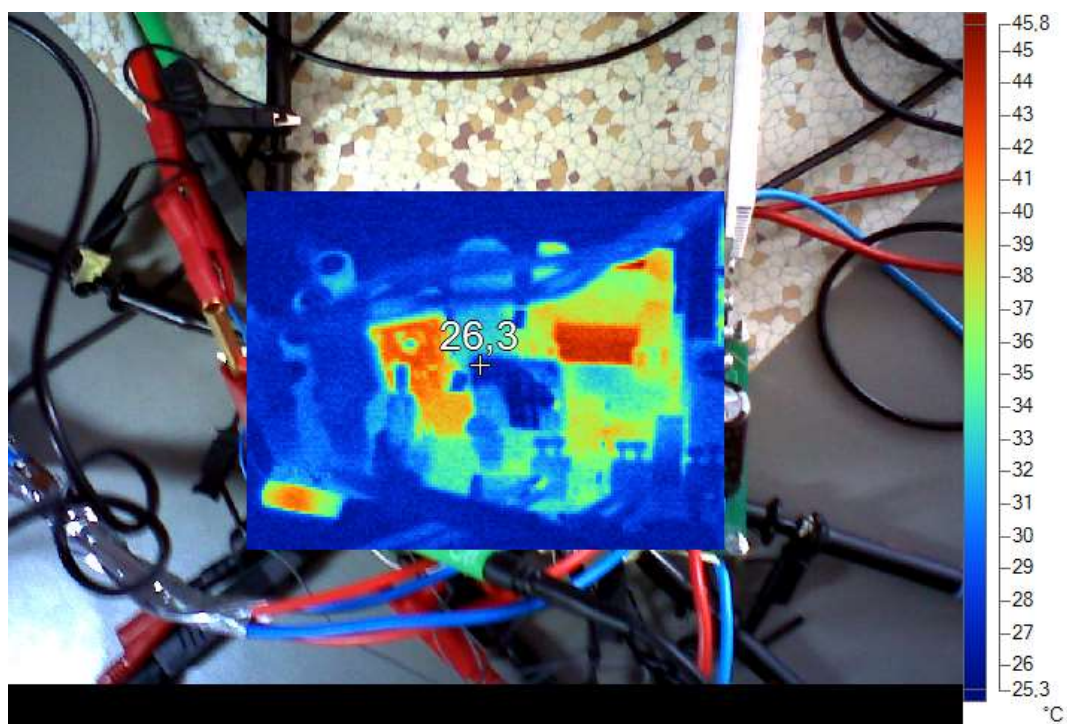


*Obr. F4 : Nový prototyp optimalizovaného konvertora.*

## G FOTOGRAFIE Z TERMOKAMERY



Obr. G1 : Rozloženie teploty na pôvodnom prototype konvertora.



Obr. G2 : Rozloženie teploty na pôvodnom prototype konvertora.

# H KOMPLETNÉ TABUĽKY S VÝPOČTAMI PARAMETROV TRANZISTOROV

Tab. H1 : Výpočty parametrov tranzistorov Q1-Q4. Tranzistory plného mostu – primárna strana transformátora. Utajené.

		Parametre tranzistorov										Pracovné podmienky					FOM	Výpočet stratového výkonu			Cena		Tepelný Odpor							Teplota		
Podmienky	Tjmax	25°C	100°C	25°C	Coss		@U <sub>D</sub> Scoss	25°C											Mouser	Far-nell	Čip ↓ Púzdro	Púzdro ↓ Pod- ložka	Podložka	Podložka ↓ chladič	Chladič	Vybraný chladič	Chla- dič	Pre- chod	Tranzis- tor			
Typ hodnoty	max	max	max	typ		max	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	1 tranzis- tor	@100ks	(max)												
Veličina, jed- notka	U <sub>DS</sub> [V]	I <sub>D</sub> [A]	R <sub>DSon</sub> [Ω]	U <sub>DSCoss</sub> [V]	Q <sub>s</sub> [C]	C <sub>oss</sub> [F]	Q <sub>rr</sub> [C]	T <sub>R</sub> [s]	T <sub>F</sub> [s]	U <sub>DS</sub> [V]	U <sub>GS</sub> [V]	f <sub>SW</sub> [kHz]	I <sub>D RMS</sub> [A]	*(E+9)	C <sub>oss(AVG)</sub> [C]	P <sub>Q1-4</sub> [W]	[€]	[czk]	[czk]	RθJC [°C/W]	RθCP [°C/W]	RθP [°C/W]	RθPH [°C/W]	RθH1 [°C/W]	RθH2 [°C/W]	TH [°C]	TJ[°C]	TJ [°C]				
Tranzistor č.	1.																															
	2.																															
	3.																															
	4.																															
	5.																															
	6.																															
	7.																															
	8.																															
	9.																															
	10.																															

Tab. H2 : Výpočty parametrov tranzistorov Q5A-Q6B. Tranzistory synchronného usmerňovača – sekundárna strana. Utajené.

		Parametre tranzistorov						Pracovné podmienky				FOM	Výpočet stratového výkonu					Cena			Tepelný Odpor						Teplota súčiastky		
Podmienky	Tjmax	25°C	100°C	25°C			@U <sub>DSoss</sub>											Mouser	Farnell	Čip ↓ Púzdro ↓	Púzdro ↓ Podložka	Podložka	Podložka ↓ chladič	Chladič (max)	Vybraný chlad.	Chladiča	Prechodu (max)	Súčiastky	
Typ hodnoty	max	max	max	typ	typ		typ	typ	typ	typ		max	min			1 tranzistor	@100ks												
Veľičina, jednotka	U <sub>DS</sub> [V]		I <sub>D</sub> [A]	R <sub>DSon</sub> [Ω]	Q <sub>g</sub> [C]	U <sub>DSoss</sub> [V]	Coss [F]	U <sub>DSQ</sub> [V]	U <sub>GS</sub> [V]	f <sub>SW</sub> [Hz]	I <sub>D</sub> [A]	r'(E+9)	Q <sub>G, Miller</sub> [C]	t <sub>RI</sub> [s]	Coss(AVG) [C]	P <sub>Q5A-6B</sub> [W]	[€]	[CZK]	[CZK]		RθJC [°C/W]	RθCP [°C/W]	RθP [°C/W]	RθPH [°C/W]	RθH1 [°C/W]	RθH2 [°C/W]	TH [°C]	TJ [°C]	TJ [°C]
Tranzistor č.	1.																												
	2.																												
	3.																												
	4.																												
	5.																												
	6.																												
	7.																												
	8.																												
	9.																												
	10.																												



*Obr. H1 : Výpočty parametrov tranzistorov Q1-Q4. Tranzistory plného mostu – primárna strana transformátora. Utajené.*

*Obr. H2 : Výpočty parametrov tranzistorov Q5A-Q6B. Tranzistory synchronného usmerňovača – sekundárna strana. Utajené.*